



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'Institut National Polytechnique de Toulouse

Discipline ou spécialité : Génie Electrique

présentée et soutenue par M. Zhifeng DOU
le 4 novembre 2011

Titre :

Sûreté de fonctionnement des convertisseurs Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes.

JURY

Jean-Christophe CREBIER, Chargé de recherche CNRS au G2ELAB, Université de Grenoble, Rapporteur.

Stéphane LEFEBVRE, Professeur au CNAM de Paris, Chercheur au SATIE, ENS Cachan, Rapporteur.

Vincent BLEY, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier, Toulouse III, chercheur au LAPLACE, Examineur.

François FOREST, Professeur à l'Université de Montpellier II, Chercheur à l'IES, Président.

Frédéric RICHARDEAU, Directeur de Recherche CNRS-INPT, au LAPLACE, Directeur de thèse.

Emmanuel SARRAUTE, Maître de conférences à l'Université Toulouse II, Chercheur, au LAPLACE, co-directeur de thèse

Olivier RIEUX, Ingénieur de recherche, Airbus, invité.

Ecole doctorale : GEET

Unité de recherche : LAPLACE

Directeur de Thèse : Frédéric Richardeau

Résumé

Au sein d'un convertisseur la défaillance d'un composant de puissance est un évènement critique tant par le risque d'explosion du boîtier et sa propagation au sein du système (forte énergie stockée dans l'alimentation) que par l'interruption de service qui en découle (systèmes embarqués, systèmes de production en flux tendu). Ce mémoire de thèse propose un ensemble de solutions nouvelles portant sur la problématique de l'isolement ultime de défauts "derniers secours" d'une part, et sur la connexion "automatique" et à faible "coût" d'un circuit en secours. L'objectif de cette approche globale est de concilier "sécurité électrique absolue" et "continuité de service" pour les systèmes de conversion sensibles devant être intégrés au cœur des applications critiques.

Le premier chapitre et son annexe permettent de rappeler les causes et les conséquences des défauts internes au sein d'une structure de base d'onduleur à deux niveaux de tension, laquelle fait l'objet de nombreuses simulations de modes dégradés en configuration variateur de vitesse sur machine synchrone. De cette analyse il ressort qu'une structure d'isolement symétrique à deux voies couplées, placées sur les pôles du bus DC, à déclenchement spontané (fusible) et/ou commandé (rupteur), est à même de sécuriser toutes les mailles du circuit, de façon modulaire et non intrusive. En exploitant la propriété du premier mode de défaillance d'une puce de puissance dans un état très faiblement ohmique, nous proposons une nouvelle structure de couplage à aiguillage à diodes permettant, à l'inverse des solutions actuelles, de réaliser un lien de connexion automatique "en série" et à travers la conduction même des composants défaillants. Nous montrons ainsi qu'une seule redondance passive parallèle peut être mutualisée et secourir indifféremment un nombre quelconque de phases. Ce concept est ensuite décliné en plusieurs variantes, avec auxiliaire de déclenchement, en version hacheur et onduleur à trois niveaux de tension.

Le deuxième chapitre propose une démarche de conception et de test d'une série de prototypes de rupteurs – fusibles, réalisés et complètement intégrés par le biais des technologies de type PCB (Printed Circuit Board) et l'apport d'un matériau énergétique. Les conceptions mécanique, électrique et pyrotechnique sont présentées assorties de résultats de test intermédiaires. De cet ensemble de travaux il ressort que la technologie PCB prépreg combinée à l'insertion d'un matériau énergétique enfouis au sein d'une chambre de combustion et initié par des plateformes chauffantes CMS, semble prometteuse de par les résultats intermédiaires obtenus, son faible coût technologique et son fort potentiel d'intégrabilité sur carte de puissance.

Le troisième chapitre présente des caractérisations de résistance apparente de puces défaillantes en régime de court-circuit, de manière comparée entre les technologies d'encapsulants époxy et gel silicone et dans des conditions de court-circuit de faible énergie, de faible I^2T_p , par l'insertion de "dual-fuses" rapides conformément au concept proposé. Des nombreux résultats expérimentaux nous retenons d'une part, les bénéfices d'un encapsulant massif et rigide permettant de durcir l'attache des pieds de bonding et ainsi de bénéficier d'une faible valeur de résistance de court-circuit stable dans le temps et d'autre part, la propriété de redondance parallèle des fils de bonding réalisée par le plan de métal et les pads équipotentiels. Des perspectives technologiques prometteuses sont également proposées au niveau de la structure et de la technologie des interconnexions visant à fonctionnaliser cette région à des fins de sécurité électrique.

Le quatrième et dernier chapitre présente la mise en œuvre des concepts, des dispositifs d'isolement et de connexion secours sur une maquette d'onduleur de tension DC 350V / AC 50A mettant en jeu différentes technologies d'isolement ("dual-fuses" miniaturisés, CMS, PCB passivé réalisé au laboratoire) et l'évaluation du

Résumé

dispositif de couplage – aiguillage à diodes d'un bras en redondance parallèle. Un détecteur local et rapide de défaut couplé à un superviseur numérique permet d'ordonnancer les étapes d'isolement et de commutation du mode "normal – secours" en quelques dizaines de microsecondes. Les résultats obtenus, même sur un cas d'étude particulier, sont globalement très positifs et nous retiendrons entre autres la nécessité de développer une technologie de fusibles à forte dynamique d'isolement (régime de recouvrement rapide d'impédance post-arc) permettant un mode de reprise à minimum de temps mort.

« L'hypothèse la plus élaborée ne saurait remplacer la réalité la plus bancale. »

— Frédéric Dard

Les travaux présentés dans ce mémoire ont fait l'objet d'une collaboration industrielle entre le Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE) à Toulouse, le GROUPE SNPE Matériaux Energétique – Centre de Recherche du Bouchet, l'Institut d'Electronique du Sud (IES) à Montpellier et AIRBUS Toulouse. Cette collaboration a été rendue possible par le soutien financier et administratif de la FRAE (Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace) dans le cadre du projet collaboratif CASAREL (Concepts Avancés de Sûreté de fonctionnement pour Architectures Électroniques de puissance) piloté par le Laplace sur la période 2008 – 2011.

Pour m'avoir accueilli au sein du Laplace, je remercie M. Christian Laurent, Directeur du Laplace et M. Maurice Fadel, directeur adjoint.

Je tiens également à remercier sincèrement les membres du jury de ma thèse :

- M. Jean-Christophe CREBIER, Chargé de recherche CNRS au G2ELAB, Université de Grenoble, pour l'intérêt qu'il a manifesté à ces travaux en tant que rapporteur ;*
- M. Stéphane LEFEBVRE, Professeur au CNAM de Paris, Chercheur au SATIE, ENS Cachan pour nous avoir fait l'honneur d'accepter la fonction de rapporteur ;*
- M. François Forest, professeur à l'Université de Montpellier II et chercheur à l'Institut d'Electronique du Sud (IES), pour nous avoir fait l'honneur d'accepter d'examiner et de présider le jury ;*
- Vincent BLEY, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier, Toulouse III, chercheur au LAPLACE, pour avoir assuré la fonction d'examineur et pour son aide efficace et constructive tout au long de mon travail de thèse ;*

Je souhaite témoigner ma profonde reconnaissance aux membres du jury ayant participé à l'encadrement de ces travaux :

Avant-propos

- *M. Frédéric Richardeau, Directeur de Recherche CNRS au LAPLACE, pour m'avoir véritablement formé à l'électronique de puissance et encadré avec intégrité, rigueur et patience ; ses qualités scientifiques et humaines m'ont accompagnées tout au long de mon parcours de recherche au LAPLACE ; ce fut un honneur et un plaisir de travailler avec un chercheur aussi passionné, compétent et pédagogue ; qu'il trouve ici la marque de ma gratitude et de mon admiration ;*
- *M. Emmanuel SARRAUTE, Maître de conférences à l'Université Toulouse II, Chercheur au LAPLACE, co-responsable de ma thèse, pour l'aide scientifique au déroulement de ces travaux, pour ses remarques pertinentes et ses conseils constructifs sur la façon de présenter les travaux de recherche.*
- *M. Gilles GONTHIER, Responsable de la Valorisation Technologique Direction Matériaux et Pyrotechnie de la SNPE – ME, pour son accueil au sein du CRB et son expertise.*

Mes remerciements s'adressent également :

- *aux techniciens du laboratoire, Jean-Marc BLAQUIERE, Franck MOSSER, Didier FLUMIAN, Sébastien VINNAC et Olivier DURRIEU, qui ont participé à la conception et à la réalisation des différentes cartes électroniques ;*
- *aux informaticiens Jacques BENAÏOUN et David BONNAFOUS, dont la compétence a permis un déroulement serein de la thèse ;*
- *au personnel administratif, qui assure avec gentillesse les tâches quotidiennes.*

Un grand merci également aux personnels Ingénieurs et Chercheurs de la SNPE Matériaux énergétiques pour leur accueil amical et leur aide pour réaliser les travaux de recherche et en particulier Mmes Claire VELLA et Christelle GAUD.

D'autre part, le soutien de mes proches m'a permis de puiser le courage et la sérénité nécessaires durant ces années de thèse. Pour être restés toujours présents pendant cette période de vie riche et intense, je transmets mon affection aux amis, pour tous les moments de partage : vous êtes ma plus grande richesse. J'ai également une pensée pour les membres de ma famille ; les mots sont insuffisants pour exprimer combien je leur suis reconnaissant de leur soutien permanent et de leur générosité...

Avant-propos

Enfin, je remercie ma femme Qi ZHENG, qui m'a accompagnée avec beaucoup de compassion durant ces trois années, et qui a enrichi le quotidien par son sourire, sa douceur, sa patience et, accessoirement, ses tajines, caris et autres colombos. Je l'admire de m'avoir soutenu, plus encore de m'avoir supporté, et surtout de m'avoir témoigné à quel point l'amour porte à la bonté et à l'abnégation.

Tables des matières

Introduction générale à la thèse	Erreur ! Signet non défini.
Référence	16

Chapitre 1 Modes de défaillance principaux et proposition de nouvelles structures DC/AC et DC/DC sécurisés, reconfigurables, à tolérance de pannes pour applications critiques

1) Introduction et objectifs du chapitre	18
2) Cas de l'onduleur mono-cellulaire à deux niveaux de tension par phase	19
2.1) Modes de défaillance d'une cellule élémentaire et conséquence sur un onduleur triphasé	21
2.2) Sécurisation et tolérance de panne en onduleur à deux niveaux.....	24
2.2.1) Cellule avec disjoncteur électronique rapide intégré sur le driver.....	24
2.2.1.a) Structures d'isolement	26
2.2.1.b) Structures de connexion secours	28
2.2.2) Cellule sans disjoncteur.....	31
2.2.2.a) Structures d'isolement	31
2.2.2.b) Structures de connexion secours (au premier défaut).....	32
2.2.2.c) Structures de connexion secours (au deuxième défaut).....	35
2.2.2.d) Aide à l'isolement par thyristors auxiliaires (schéma à 1 thyristor ou à 2 thyristors) et structures secours correspondantes	36
2.2.2.e) Autre fonctionnalité de sûreté de fonctionnement du bras secours en parallèle.....	37
2.2.2.f) Cas du hacheur polyphasé.....	38
3) Cas des onduleurs NPC et ANPC à trois niveaux de tension.....	40
3.1) Cas de l'onduleur NPC.....	42
3.2) Cas de l'onduleur ANPC	43
4) Conclusion du chapitre 1	47
5) Références du chapitre	49

Chapitre 2 Conception et évaluation d'un rupteur–fusible multivoies, à assistance pyrotechnique, intégré sur PCB, pour l'isolement de défauts internes d'un convertisseur

1) Introduction et l'objectif du chapitre	52
2) Rappel des caractéristiques fonctionnelles	52
3) Cahier des charges du prototype et présentation de la structure retenue	54
4) Première approche de réalisation d'une membrane sur PCB par usinage mécanique d'une plaque FR4.....	56
5) Essais de rupture à l'air comprimé des premières pièces usinées en FR4	58
6) Analyse par simulation numérique de la dispersion des côtes géométriques et propriétés physiques de la membrane	59
6.1) Analyse de la dispersion des côtes géométriques.....	60
6.2) Influence de la variation de l'épaisseur X de la saignée à épaisseur Y de la membrane constante.....	60
6.3) Influence de la variation de l'épaisseur Y de la membrane à épaisseur X de la saignée constante.....	61
6.4) Analyse de la dispersion des paramètres mécaniques.....	61
7) Eléments de conception de l'allumage pyrotechnique dans la chambre de combustion.....	63
7.1) Rappel sur les matériaux énergétiques :	63
7.2) Plate-forme chauffante CMS :.....	64
7.3) Dimensionnement de la charge pyrotechnique et performances :	65
8) Assemblage des premières membranes et premiers essais pyrotechniques fonctionnels	67
9) Deuxième approche de réalisation : membrane par "prépreg ARLON" – Technologie circuit – imprimé améliorée.	69
10) Eléments de conception électrique des fusibles PCB.....	73
10.1) Premier dimensionnement en I^2T_p	74
10.2) Analyse électrothermique statique sous COMSOL.....	75
10.3) Extension de l'étude à la détermination de la structure circulaire finale.....	81
11) Validation expérimentale de la conception du fusible PCB.....	83
11.1) Comportement électrothermique statique	83
11.2) Comportement électrique dynamique	84
11.3) Essais en basse tension – 150V	86
11.4) Essais sous 300V – 600V.....	89
12) Conclusion du chapitre 2	92
13) Référence du chapitre	93

Chapitre 3 Caractérisation des modes de défaillance des puces de puissance en boîtier massif encapsulé et en module. Introduction à la conception technologique de composants à mode de défaillance maîtrisé pour convertisseurs sécurisé à tolérance de pannes.

1) Introduction du chapitre	95
2) Présentation des composants test retenus et des technologies d'encapsulation	95
2.1) Boîtier plastique surmoulé.....	96

2.2)	Encapsulant par gel silicone	98
3)	Présentation du banc de test utilisé en mode de court-circuit	99
4)	Caractérisation électrique comparée des composants test	100
4.1)	Caractérisation et comparaison sans fusible / apport d'une structure fusible	100
4.1.a)	DUT n°1	100
4.1.b)	DUT n°2	103
4.2)	Caractérisation ohmique comparée de la résistance de court-circuit	111
4.2.a)	R_{cc} du DUT n°1 et Reverse technologique	111
4.2.b)	Vieillessement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°1	115
4.2.c)	Vieillessement sur "temps long" de la R_{cc} du DUT n°1	118
4.2.d)	R_{cc} du DUT n°2 et Reverse technologique	120
4.2.e)	Vieillessement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°2	122
4.2.f)	Effet de redondance "parallèle" inter-bonding sur la R_{cc} du DUT n°2	124
4.2.g)	Phénomène de "formatage" de la R_{cc} du DUT n°2	125
4.2.h)	Amélioration du phénomène de "formatage" de la R_{cc} dans le cas d'une puce wire less	126
5)	Conclusion du chapitre 3	127
6)	Références du chapitre	129

Chapitre 4 Expérimentation d'une nouvelle structure de redondance à connexion automatique

1)	Introduction et objectifs du chapitre	132
2)	Stratégies et simulations préparatoires de l'onduleur monophasé à tolérance de panne	133
2.1)	Mode 1 naturel dit "crowbar" et la détection du défaut	133
2.2)	Mode actif (disjoncteur) et la détection du défaut par flag du driver	134
2.3)	Synthèse de la simulation du mode disjoncteur avec la confirmation	138
3)	Mise en œuvre et dimensionnement du démonstrateur prototype	140
3.1)	Périmètre structurel et fonctionnel du boîtier expérimental	140
3.2)	Dimensionnement de la cellule de conversion	141
3.2.1)	Cahier des charges	141
3.2.2)	Architecture de commande	143
3.2.2.a)	Génération de la commande	143
3.2.2.b)	Interface de contrôle	143
3.2.2.c)	Reconfiguration de la commande	143
3.3)	1 ^{ère} caractérisation du prototype	144
4)	Caractérisation de la détection du défaut (superviseur) en utilisant les différents types de fusible	145
4.1)	Caractérisation sur le protistor BS88 32A	145
4.2)	Caractérisation sur le fusible CMS et fusible miniaturisation	147
4.2.a)	Protection par fusible miniature Littelfuse™	147
4.2.b)	Protection par fusible CMS SCHURTER™	152
4.3)	Caractérisation sur le rupteur fusible PCB	152
5)	Vieillessement sur "temps long" de la R_{sc} du banc de test réel	156

6) Conclusion du chapitre 4	156
7) Références du chapitre.....	1589
CONCLUSION GENERALE.....	160
ANNEXE A.....	163

Introduction générale à la thèse

Dans la prochaine décennie, le vecteur "électricité" est amené à jouer un rôle dominant dans tous les secteurs industriels modernes de notre société. Il n'existe pas, ou très peu aujourd'hui, de domaines technologiques qui puissent prétendre se développer de façon substantielle et concurrentielle sans reposer de façon directe sur l'énergie électrique. C'est indéniablement le cas lorsque efficacité énergétique et performances fonctionnelles doivent simultanément atteindre leur optimum. Présentes dans tous les secteurs industriels conventionnels (industrie lourde, procédés et transformation, transports, force motrice), les technologies électriques tendent maintenant et de plus en plus à l'avenir, à pénétrer des secteurs plus sensibles et de haute technologie comme l'aéronautique, l'espace, les systèmes énergétiques mobiles autonomes ou habités et même des secteurs à très haute criticité et à très haute exigence technologique comme le nucléaire fixe (chaudière de centrale de production nucléaire) et le nucléaire embarqué (navire et sous-marin nucléaires).

Dans tous ces secteurs de pointe, il apparaît que les performances énergétiques et fonctionnelles ne sont plus les seuls objectifs des concepteurs : la fiabilité des composants électroniques, la sécurité de fonctionnement des dispositifs électriques et plus généralement la disponibilité des systèmes majoritairement électriques [1][2], constituent des enjeux de conception de premier plan à relever pour que cette mutation technologique vers le "tout électrique" soit non seulement réussie et pérenne mais bien qu'elle soit source de progrès sur le plan social et à fort impact économique.

Cet état des lieux et cette vision prospective montrent que la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques critiques devient un domaine incontournable et stratégique, en amont (développement de concepts et normalisation) comme en aval (intégration technologique et exploitation) [3][4]. Néanmoins, bien que de nombreux travaux de recherche et de développement furent menés et se poursuivent encore aujourd'hui sur la fiabilité des composants électroniques (signal et puissance) d'une part et sur la sûreté des systèmes électriques et hybrides (essentiellement au sens d'une approche système voire systémique) d'autre part [5][6][7][8], il apparaît que le domaine de la sécurité électrique des dispositifs de conversion électronique de puissance en particulier et leur disponibilité fonctionnelle, apparaît très insuffisamment traité aujourd'hui pour relever objectivement les défis posés par les nouvelles applications critiques que nous avons rappelées ; auxquelles il faut associer également toutes les formes nouvelles de génération de l'énergie renouvelable à grande échelle (centrale photovoltaïque, ferme éolienne) dont la qualité et la continuité de service sont des dimensions clés pour une intégration sociétale réussie et pérenne.

Quelle définition et quelles déclinaisons donner à la sécurité électrique ? C'est la capacité qui est donnée à un composant, à un dispositif ou à un système, de pouvoir préserver son intégrité physique et celle de son environnement proche lorsque celui-ci est le siège d'une défaillance critique permanente et complète, qu'il en soit la cause initiale ou qu'il la subisse à travers son environnement. Idéalement, cette capacité peut être (ou devrait être ...) obtenue directement par la

conception structurelle même et le choix judicieux des matériaux, on parle dans ce cas de sécurité passive intégrée ; elle est également obtenue, en pratique, par l'addition de composants et de dispositifs de protection auxiliaires autonomes ou en complément d'une sécurité passive préalablement conçue afin d'étendre son domaine de "couverture" vis-à-vis des défaillances susceptibles d'apparaître.

Dans ce contexte, cette thèse vise une contribution à la définition de structures d'électronique de puissance adaptées et de nouveaux convertisseurs sécurisés et reconfigurables à propriétés de tolérance de pannes internes susceptibles d'adresser toutes les applications que nous avons évoquées.

Au sein de cette électronique de puissance, malgré une évolution très nette de leurs performances électriques et thermiques ces dernières années, les composants semi-conducteurs et modules de puissance restent et resteront indéniablement parmi les éléments les plus fragiles des systèmes de conversion. Ils sont les premiers témoins et les premières victimes de toutes contraintes excessives et de tous dysfonctionnements susceptibles de survenir durant la vie de l'équipement (ex. emballement thermique ou claquage par surtension transitoire d'une puce, court-circuit de la charge, perte d'isolement à la terre ou à la masse, transmission de commande parasitée). La défaillance d'une puce de puissance est généralement un événement hautement critique tant par le risque d'explosion du boîtier, des interconnexions de puissance et la propagation de la défaillance au sein même du système (ex. forte énergie stockée dans l'alimentation) que par l'interruption de service qui en découle (ex. systèmes embarqués, systèmes de production en flux tendu).

Si cette problématique est évidemment une préoccupation de premier plan dans les applications de très forte puissance, de par la nature même des systèmes mis en jeu (ex. transport et distribution de l'énergie, traction ferroviaire, réseaux de bord) où des techniques de ségrégation et d'association de convertisseurs procurent naturellement des redondances, il n'en est pas de même pour les applications de faible et de moyenne puissance qui nous intéressent en particulier dans cette thèse, car plus compactes, en raison des impératifs d'intégration technologique et de coûts compétitifs (ex. variateur de vitesse, alimentation de secours). Dans ce dernier domaine d'application qui nous focalise, la conception de la sûreté de fonctionnement repose aujourd'hui et en premier lieu sur une démarche de fiabilité des composants mis en œuvre, l'usage de protections rapprochées, la supervision des alarmes et une gestion arrêt / réarmement / reprise. A nos yeux, cette approche s'avère rapidement incomplète lorsqu'une sécurité électrique absolue et une continuité de mission permanente doivent être réalisées simultanément en présence d'une défaillance interne pour des fonctions sensibles de faible et de moyenne puissance (ex. commandes et organes d'actionnement de véhicules) ou hautement critiques (domaine nucléaire).

Dans ce domaine, topologies et modes de défaillances sont au cœur de la problématique. Toutefois, le problème à traiter n'est évidemment pas le même selon qu'il s'agisse de topologies de conversion série (ex. onduleurs multiniveaux multicellulaires, association en cascade à effet de redondance active série) ou qu'il s'agisse de topologies de conversion parallèle (ex. phases entrelacées, association en parallèle de convertisseurs). Dans le premier cas, il s'agit de renforcer, par la conception et la technologie, le mode de défaillance intrinsèque des composants en court-circuit durable afin de profiter de la redondance structurelle tandis que dans le second cas, à l'inverse, les composants doivent être entièrement conçus pour présenter un mode de défaillance vue des bornes en circuit ouvert ou bien concevoir un réseau de sectionneurs passifs de coupure, intégrés et

associés aux mêmes composants. La gestion des composants et des cellules en redondance est également très différente dans les cas d'une topologie série et parallèle.

Dans ce mémoire, nous focaliserons en priorité sur les structures onduleurs et hacheurs à deux niveaux de tension (bras mono-cellulaires, <1kV), à configuration simple et polyphasée parallèle, bien que les concepts présentés soient, sous forme d'exemples, partiellement extrapolés à des structures à trois niveaux de tension (bras multicellulaires) et aux redresseurs (basse fréquence à contrôle de phase et haute fréquence à découpage en MLI).

Dans le premier chapitre, nous rappellerons les principaux modes de défaillance et leur criticité (probabilité d'occurrence, amplitude et durée) susceptibles de toucher l'onduleur de tension environné de son alimentation filtrée et de sa charge (typiquement un actionneur). Nous mettrons en évidence la nécessité de limiter l'intensité de ces défaillances et d'isoler électriquement et symétriquement la cellule défaillante de cet onduleur par des dispositifs multi-pôles, passifs à coupure spontanée ou des dispositifs mixtes à coupure commandée, sous la forme de fusibles intégrés répartis et de sectionneurs passifs multivoies, à imaginer et à développer. Nous montrerons que cette opération d'isolement de dernier secours est indispensable pour connecter, sous une forme série ou parallèle à la cellule défaillante, une cellule de secours en redondance passive. La structure à cellule secours mutualisée par connexion spontanée (automatique) sera en particulier détaillée car prometteuse à nos yeux en raison de sa simplicité et de son intégrabilité.

Dans le second chapitre, nous présenterons les technologies d'isolement par fusibles (non intégrés, miniatures, CMS et multicouches, chip fuse), leurs caractéristiques, leur fonctionnement et leurs limitations actuelles au sein d'une cellule de commutation de test. Un nouveau concept de fusible symétrique bi-voie (dual-fuse) sur PCB FR4 – Cuivre et son dimensionnement sous Comsol™ seront présentés et évalués dans un premier temps en thermique statique IR. Un sectionneur passif bi-voie, relativement original car intégrant un matériau énergétique enfouis dans son substrat FR4, sera présenté et entièrement dimensionné sur les plans électrique, thermique et mécanique en utilisant également des simulations par éléments finis sous Comsol™.

Dans le troisième chapitre, nous proposerons une analyse exploratoire, principalement expérimentale, visant à caractériser le ou les modes de défaillance ultimes des puces et boîtiers de puissance comparativement entre les technologies d'encapsulation par une résine d'époxy (boîtier standard discret) et par un gel silicone (module) dans des conditions de contraintes maîtrisées et reproductibles. Cette étape est nécessaire pour caractériser le mode ohmique d'une puce défaillante en fonction des contraintes subies et la stabilité dans le temps de la résistance résiduelle en fonction de la nature de l'encapsulant, i.e. la durabilité même de ce mode de défaillance. Un encapsulant mixte résine – gel sera présenté et caractérisé, offrant un excellent compromis pour les applications de moyenne puissance. Les résultats positifs obtenus et peu connus à ce jour, nous permettrons d'exploiter, dans le chapitre suivant, cette propriété de mode ohmique stable de la puce défaillante dans une structure secours à connexion automatique série particulièrement intéressante.

Dans le quatrième chapitre, nous détaillerons le démonstrateur prototype réalisé et introduit au chapitre 1, avec lequel nous validerons les structures d'isolement du chapitre 2 et la propriété de mode ohmique stable mise en avant dans le chapitre 3. Ces résultats nous permettrons d'affiner les choix technologiques retenus pour des cahiers des charges futurs et d'orienter la stratégie de gestion

Introduction générale à la thèse

de défauts qu'ils soient internes ou externes à la topologie. Un dispositif superviseur numérique – capteur pour la détection et la reconfiguration interne des ordres de commande sera évalué.

L'ensemble de ces travaux a fait l'objet d'une labellisation et d'un soutien financier de la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace (FRAE), dans le cadre d'un projet collaboratif mixte de 36 mois sur la période octobre 2008 – septembre 2011, entre les laboratoires LAPLACE (porteur), IES et les partenaires et acteurs industriels SNPE-Matériaux Energétiques (SME), AIRBUS.

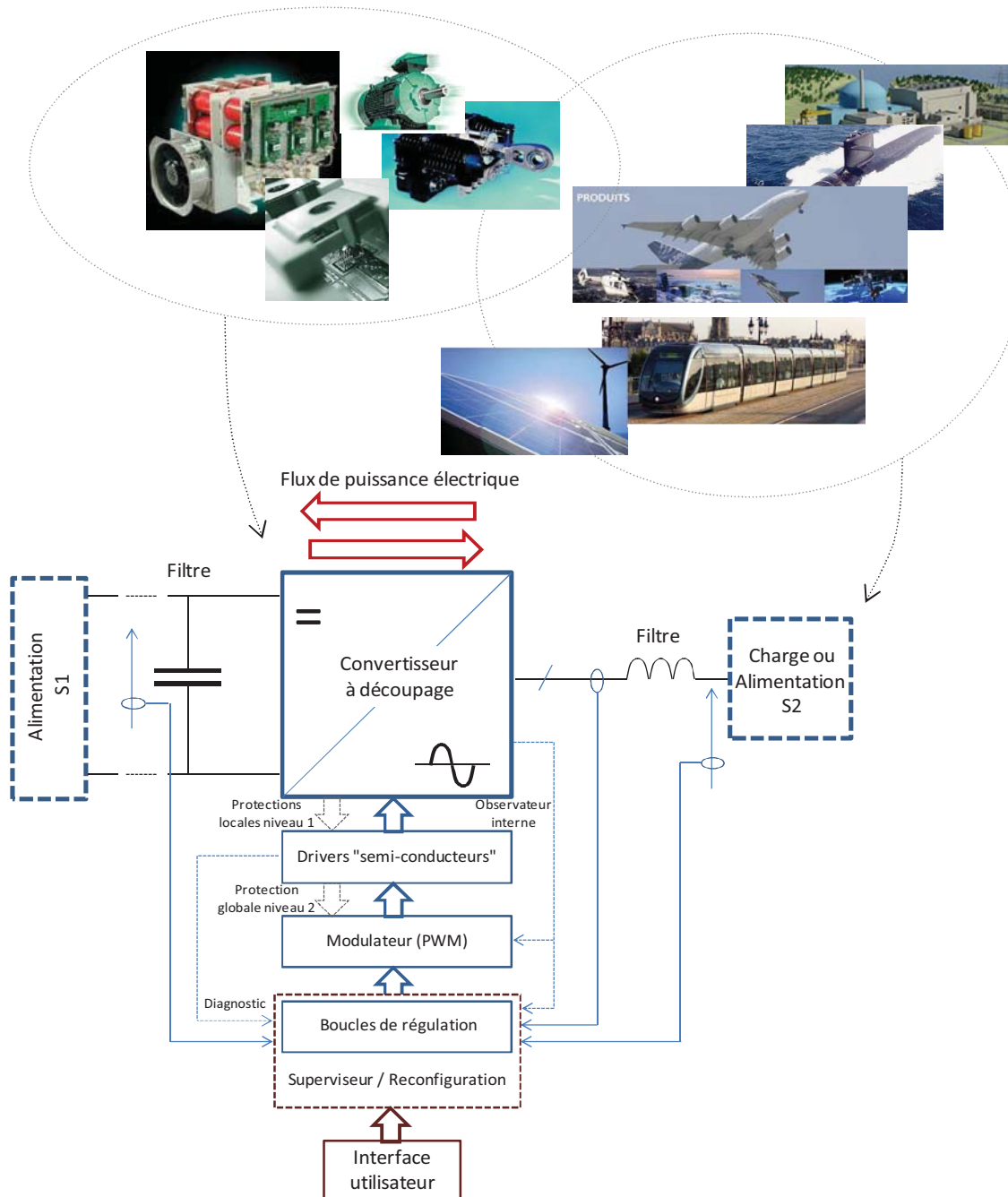


Fig. 0 Architecture et applications

Références

- [1] Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels, Alain Villemeur, Collection de la DER EdF, Eyrolles, 1988.
- [2] Norme AFNOR Réf. X60-500, Terminologie relative à la fiabilité - Maintenabilité – Disponibilité, octobre 1988.
- [3] Sûreté de fonctionnement en électronique de puissance, F.Richardeau, mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches, soutenu le 17 juin 2004 à l'ENSEEIH – INP Toulouse.
- [4] De la fiabilité des composants de puissance aux architectures de convertisseurs à tolérance de pannes, F.Richardeau, polycopié et recueil de documents pour la formation de spécialisation ENSEEIHT 3ième année GEA option Electronique de puissance, 2009.
- [5] Practical Reliability Engineering, P. D. T. O'Connor, Wiley, 2002.
- [6] Electronic Component Reliability, Finn Jensen, Wiley, 1995.
- [7] Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications, Mauro P.M. Ciappa, Ph.D., Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 2000.
- [8] Failure Mechanisms in Semiconductor Devices, second edition, E. Ajith Amerasekera, Farid N. Najm, Wiley, 1997.

Chapitre 1

Modes de défaillance principaux et proposition de nouvelles structures DC/AC et DC/DC sécurisées, reconfigurables, à tolérance de pannes pour applications critiques

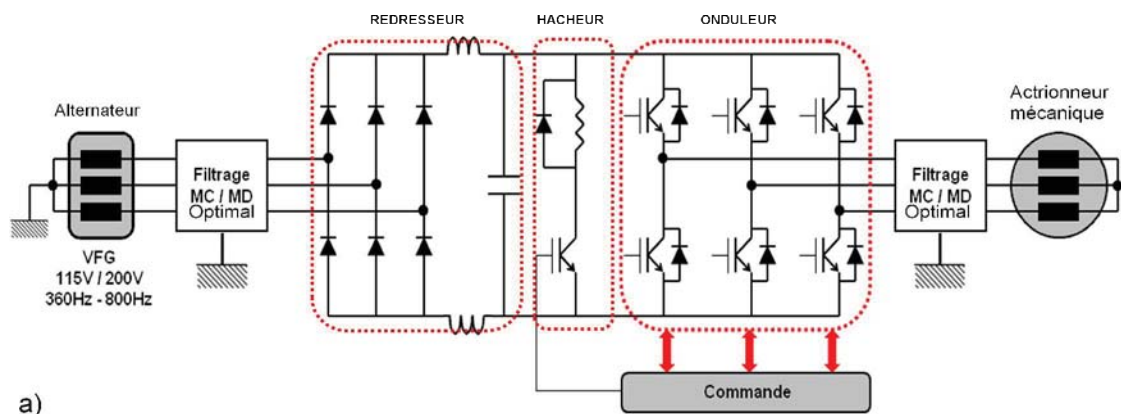
Sommaire du chapitre 1

1) Introduction et objectifs du chapitre	18
2) Cas de l'onduleur mono-cellulaire à deux niveaux de tension par phase	19
2.1) Modes de défaillance d'une cellule élémentaire et conséquence sur un onduleur triphasé	21
2.2) Sécurisation et tolérance de panne en onduleur à deux niveaux.....	24
2.2.1) Cellule avec disjoncteur électronique rapide intégré sur le driver.....	24
2.2.1.a) Structures d'isolement	26
2.2.1.b) Structures de connexion secours	28
2.2.2) Cellule sans disjoncteur.....	31
2.2.2.a) Structures d'isolement	31
2.2.2.b) Structures de connexion secours (au premier défaut).....	32
2.2.2.c) Structures de connexion secours (au deuxième défaut).....	35
2.2.2.d) Aide à l'isolement par thyristors auxiliaires (schéma à 1 thyristor ou à 2 thyristors) et structures secours correspondantes	36
2.2.2.e) Autre fonctionnalité de sûreté de fonctionnement du bras secours en parallèle	37
2.2.2.f) Cas du hacheur polyphasé.....	38
3) Cas des onduleurs NPC et ANPC à trois niveaux de tension.....	40
3.1) Cas de l'onduleur NPC.....	42
3.2) Cas de l'onduleur ANPC	43
4) Conclusion du chapitre 1	47
5) Références du chapitre	49

1) Introduction et objectifs du chapitre

En préambule à toute étude de sûreté de fonctionnement, un état des lieux des modes de défaillance, de leurs effets et de leur criticité est indispensable à réaliser sur une topologie de référence. Celle-ci doit être représentative de la chaîne de conversion finale. Cette chaîne de référence sera, dans la première partie de ce chapitre, un ensemble conventionnel "variateur de vitesse" de moyenne puissance, sous la forme d'un redresseur (AC/DC) – onduleur (DC/AC) triphasé à deux niveaux de tension par phase. Les principaux modes dégradés seront rappelés à cet effet. Dans la seconde partie de ce chapitre, un volet exploratoire portera sur les versions bien connues NPC (Neutral Point Clamped) et ANPC (Active Neutral Point Clamped) de l'onduleur à trois niveaux de tension par phase et à tolérance de panne structurelle interne. Dans l'étude qui suit, l'onduleur est environné, côté AC, par un actionneur synchrone à aimants, à paramètres variables (inductances cycliques et inertie de la chaîne cinématique équivalente) ; côté DC, par un ensemble filtre LC et hacheur de récupération en phase de freinage. La Fig.1 illustre ainsi les trois variantes d'onduleur qui seront analysées dans ce chapitre et qui nous semblent représentatives d'une très grande majorité d'applications sur une large gamme de puissance.

Des solutions de limitation des défauts critiques, d'isolement électrique complet et ultime et de reconfiguration en mode de secours à la fois par la commande de ces onduleurs et par une évolution dynamique de leur topologie seront présentés sur ces trois schémas. Cette analyse nous permettra d'établir le cahier des charges fonctionnel et technologique de l'organe d'isolement présenté au chapitre 2 (structures, modes sectionneur et/ou limiteur – disjoncteur, modes passif ou hybride) et de l'organe de connexion secours de la redondance (structures série ou parallèle, modes aiguilleur et/ou contacteur, modes passif ou hybride). Les concepts et les structures ainsi dégagés à l'issue de ce chapitre seront largement repris, développés et évalués dans les chapitres suivants.



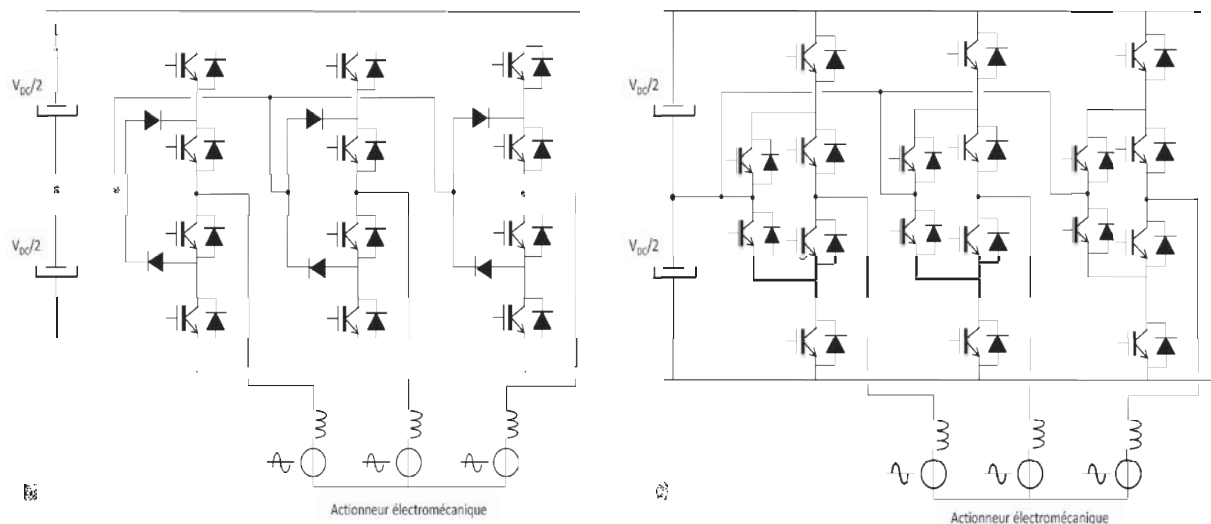


Fig.1.a) Exemple issu d'un réseau du bord d'avion [14] (VFG : Voltage Frequency Generator, MC : mode commun, MD : mode différentiel) b) et c) Illustration des chaînes de conversion et des structures d'onduleur 3 niveaux.

2) Cas de l'onduleur mono-cellulaire à deux niveaux de tension par phase

Comme tout système électrique, les causes de défaillance des composants et de dysfonctionnement des différents étages de conversion sont nombreuses et très dépendantes de l'application. Mis à part les erreurs de conception et des choix qui en découlent (technologies, calibres des composants), la défaillance interne d'un convertisseur est la résultante de l'application d'une contrainte excessive sur une zone de fragilité des composants constitutifs. Pour les semi-conducteurs de puissance qui concernent ce mémoire, il s'agit d'une tension aux bornes, d'un courant, d'une température ambiante ou d'une combinaison des trois, appliqués et pendant un temps trop long, en dehors de l'aire de sécurité (SOA) du composant ou plus exactement d'une cellule élémentaire constituant le composant, laquelle dépend étroitement des matériaux employés et de la structure du composant. Les causes qui amènent, à un moment donné, à sortir de cette SOA sont divisées en deux catégories : soit d'origine interne, i.e. impliquant le fonctionnement propre du convertisseur, initialement en limite de SOA (il s'agit alors d'un problème de fiabilité de l'électronique de puissance et de sa commande, de la chaîne de commande des interrupteurs ou du vieillissement des assemblages), soit d'origine externe, i.e. impliquant les sources environnantes (tension d'alimentation insuffisamment filtrée, réseau de connexion pollué, refroidissement insuffisant) ou d'une charge défaillante (surcharge prolongée, surintensité voire court-circuit, pertes d'isolement à la terre ou à la masse) [1][2]. Les retours d'expérience terrain sont précieux à ce niveau pour tenter de classifier et surtout établir des statistiques sur l'origine des dysfonctionnements. Bien que largement pratiquées par les grandes firmes industrielles du domaine, ces statistiques restent néanmoins à usage interne et non public. A notre connaissance, seules les références [3], [4] et [5] apportent des éléments chiffrés sur la répartition statistique des défaillances, concernant des variateurs de vitesse conventionnels de quelques kW à une centaine de kW dans le domaine industriel. Comme l'illustre la Fig.2, ces références nous apprennent que 90% des défaillances sont d'origine interne au convertisseur, 50% proviendraient de la chaîne de commande, 40% de la chaîne de puissance, contre seulement 10% externes au convertisseur, à imputer à la charge et à l'alimentation.

Plus concrètement cette fois et vue des composants semi-conducteurs, il faut rappeler :

1) les facteurs de vulnérabilité ou de fragilité "intrinsèques" au composant : les défauts de qualité des interconnexions, des joints de report de puce et des interfaces Al/Si – SiO₂/Si, le vieillissement continu d'origine thermomécanique de l'assemblage et des encapsulants (endommagement cumulatif ou désigné par burn-in), la défaillance pseudo-aléatoire de par l'environnement radiatif naturel (régime extrême ou burn-out).

2) les facteurs extrinsèques au composant, i.e. impliquant le câblage, le driver et l'environnement : surtensions et surintensités de commutation ou température ambiante excessive (emballement et latch-up désigné par burn-out).

L'expérience montre que la défaillance se traduit par un état transitoire anormal d'au moins un interrupteur de puissance, un régime électrique et thermique extrême de défaut et un état permanent en basse impédance de cet interrupteur ou de son homologue dans une cellule de commutation [1].

En raison de leur faible volume et de par leur limite en température assez restreinte, les composants semi-conducteurs sont clairement les éléments les moins robustes et donc les plus fragiles en termes de densité de puissance admissible et d'énergie d'absorption par rapport aux autres technologies de composants (passifs, inductances et condensateurs). Ce mode de défaillance en basse résistance est typique des puces de puissance [6] sur lesquelles une contrainte extrême a été appliquée car il correspond simplement à la forte densification d'un courant de fuite, d'un courant de court-circuit ou d'avalanche sur une zone plus ou moins homogène de silicium donnant lieu à l'emballement thermique de la puce (quelques dizaine de μ s) ou au claquage de la puce (quelques dizaines de ns).

Nous verrons plus en détail au chapitre 3 que cette destruction de la puce sous forte densité d'énergie provoque également la fusion locale de la métallisation de source en surface et éventuellement d'une partie des interconnexions de surface pouvant à son tour provoquer la fissuration et la carbonisation du boîtier selon la technologie d'encapsulation [7]. Au niveau de la puce, un alliage métallique Al/Si/Sn-Pb est formé localement sur la puce entre la métallisation Al de la source, la puce Si et le joint de brasure en face arrière. Il constitue, en pratique, un pont conducteur ou court-circuit justifiant l'état en basse résistance évoqué précédemment [8].

Le chapitre 3 aura spécifiquement pour but de caractériser ce mode de défaillance et sa stabilité dans le temps jusqu'à l'explosion du boîtier et nous ne rentrerons pas plus dans le développement à ce niveau.

Un effort de conception est donc nécessaire pour sécuriser d'avantage cette électronique de puissance et proposer des stratégies de continuité de mission rendant (idéalement) ininterrompible l'application en étant très vigilant à ce que l'accroissement de la complexité qui en découle soit maîtrisée et globalement non défiabilisante.

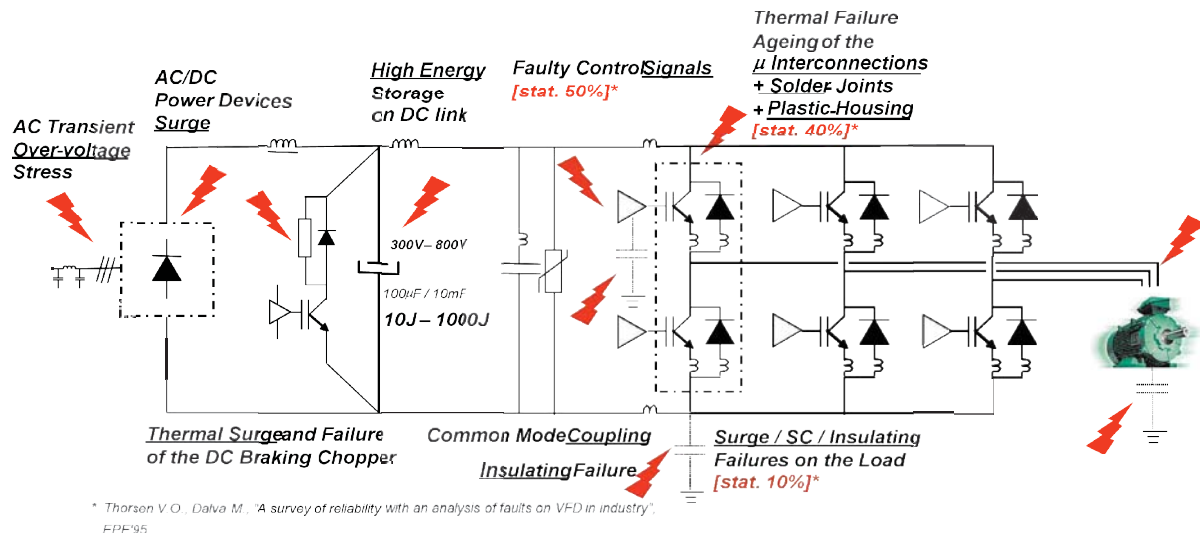


Fig.2 Illustration de la répartition des modes de défaillance au sein d'un variateur de vitesse conventionnel dans le domaine de l'industrie pour une gamme de quelques kW à une centaine de kW.

2.1) Modes de défaillance d'une cellule élémentaire et conséquence sur un onduleur triphasé

L'application fige la nature des sources et la structure des interrupteurs qui doivent être tous bidirectionnels en courant donc formés d'un transistor et d'une diode en parallèle. L'onduleur est donc constitué de trois cellules symétriques dont la défaillance de l'un des transistors ou de l'une des diodes va immédiatement impacter sur l'interrupteur homologue au sein de la même cellule de commutation et, à une échelle de temps plus longue, sur l'ensemble de l'onduleur. Dans le paragraphe précédent nous avons passé en revue les causes de défaillance première avec une vision "système", celles-ci peuvent se résumer, avec un point de vue plus local cette fois, par deux causalités :

- Fig.3a), par l'application d'un signal de commande erroné ou parasité sur une des puces, de signaux de commande non complémentaires (également le court-circuit de la charge ou une perte d'isolement) ou plus fréquemment d'une impulsion fugitive de remise en conduction (exemple bien connue avec les composants rapides grand gap d'une réinjection de charges par la capacité parasite Miller et repolarisation de la grille sur fort dv/dt à l'amorçage commandé du transistor homologue [9]). L'art de l'électronicien de puissance consiste à éviter de tels scénarios critiques par la mise en œuvre de filtres, de cellules de découplage, d'un soin extrême dans le câblage et l'intégration même driver – circuit, la désensibilisation de la grille sur dv/dt et la qualité de l'isolement dynamique tant sur la transmission de l'alimentation que sur la commande à tous les niveaux de la chaîne de commande rapprochée. Malgré tous ces efforts, la défaillance d'un interrupteur n'est jamais complètement exclue dans cet environnement hostile à forte contrainte dynamique et compte-tenu, rappelons-le, de la (très) grande fragilité des semi-conducteurs (au sens de la densité d'énergie nécessaire à ioniser le matériau constitutif) au regard des autres composants qui forment la chaîne de puissance.

Chapitre 1

Dans ce cas, la commande initialement défaillante d'un interrupteur va conduire à saturer en courant un des deux transistors en fonction de la dispersion sur leur gain, du signe et de la valeur du courant de charge au moment où cette défaillance se produit. Il s'en suit la destruction d'une première puce qui fait que la suite du processus est décrite par 3b).

b). Fig.3b), par la destruction d'une première puce de la cellule à partir d'un état initialement bloqué ou d'une phase dynamique de blocage (surtension interne, avalanche puis claquage ou emballement thermique puis latch-up et destruction locale d'une zone active de la puce [6]). Le transistor homologue reste actif et se sature jusqu'à être détruit ce qui provoque la mise en court-circuit ohmique de la cellule.

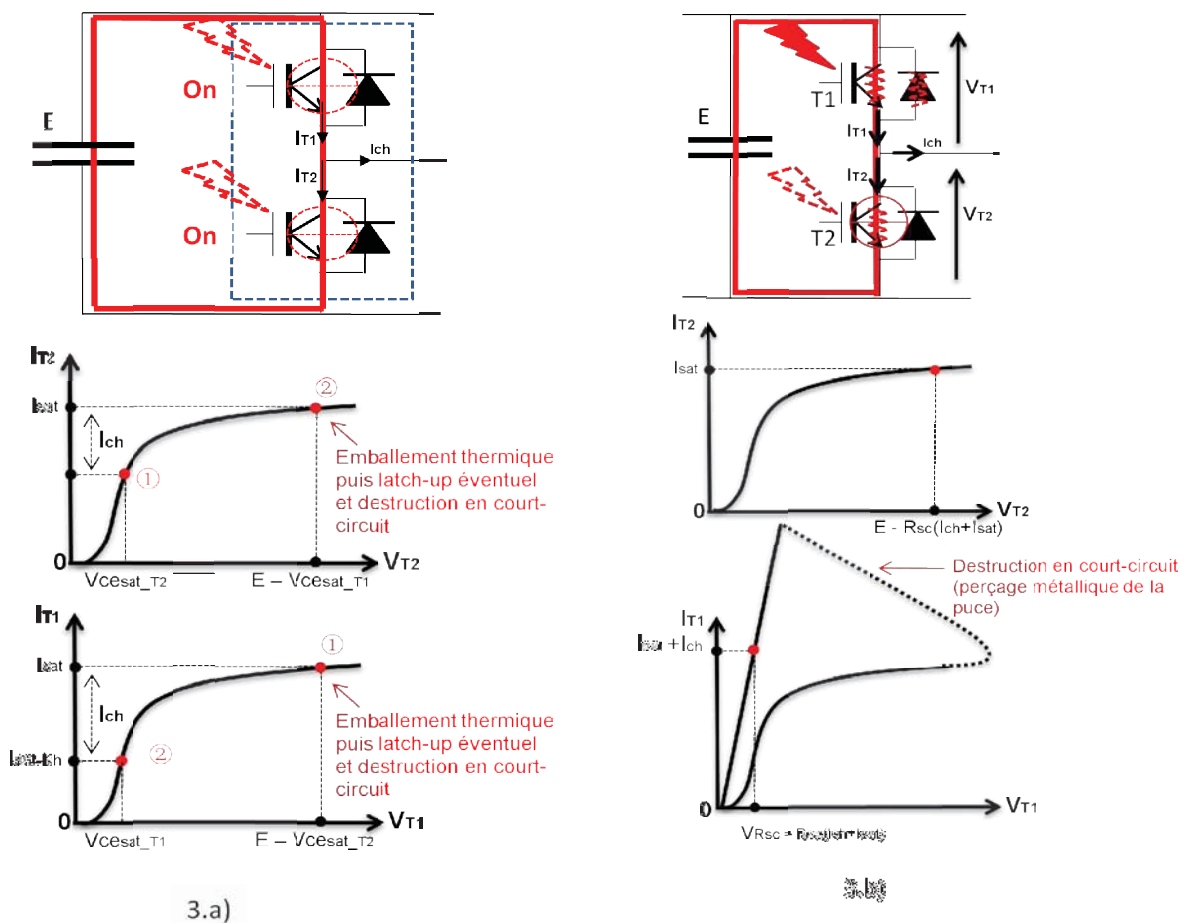


Fig.3 Modes de défaillance d'une cellule élémentaire pour onduleur à deux niveaux

- a) Origine de la défaillance : la commande, cas 1) $I_{ch} > 0$, cas 2) $I_{ch} < 0$,
 b) Conséquence de la destruction en court-circuit d'une puce de puissance consécutive à un défaut de commande ou au claquage par surtension. Ex. sur la destruction de $T1$.

Equations :

$$E = V_{T1} + V_{T2} ; I_{ch} = I_{T1} + I_{T2}$$

$$\text{Ex: } E = 300V \quad R_{sc} = 10m\Omega \quad I_{ch} = 40A \quad I_{sat} = 200A$$

$$V_T = E - R_{sc}(I_{ch} + I_{sat}) = 297,6V$$

$$I_{T1} = I_{T2} + I_{ch}$$

$$\begin{aligned} \text{Si } I_{ch} > 0 &\rightarrow I_{T1} = I_{sat} \\ &\rightarrow I_{T2} = I_{sat} - I_{ch} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{Si } I_{ch} < 0 &\rightarrow I_{T2} = I_{sat} \\ &\rightarrow I_{T1} = I_{sat} - I_{ch} \end{aligned} \quad (2)$$

Notons que dans 3b), l'interrupteur défaillant est représenté par son premier mode de défaillance propre, qui concerne donc la puce et ses proches métallisations, sous la forme d'une très faible résistance résiduelle (de quelques $m\Omega$ à une centaine de $m\Omega$ incluant la résistance des interconnexions puce – boîtier) entre ses électrodes de puissance. Bien que détaillé et caractérisé au chapitre 3 de ce mémoire, cet état faiblement ohmique résulte initialement d'une forte densification des lignes de courant durant l'avalanche, l'emballement puis le latch-up éventuel, la fusion locale d'un groupe de cellules actives et du métal environnant [6] (métallisations des contacts et brasure de report de puce généralement en face arrière de celle-ci) provoquant à son tour une diffusion intermétallique métallisation – pieds d'interconnexion – brasure à travers la zone de fusion et la formation d'un perçage métallique local pouvant être apparenté à une sorte de "soudure". Nous ne détaillerons pas plus d'avantage ce processus, il conduit à un modèle électrique d'endommagement sous la forme d'une résistance de très faible valeur et l'hypothèse d'une valeur stable sera faite ici. Il est clair que cette défaillance va provoquer la saturation en courant du transistor homologue lorsque la commande lui sera appliquée.

Dans les deux cas 3a) et 3b), si aucun disjoncteur électronique n'est présent sur les drivers, une maille "courte" essentiellement ohmique de court-circuit apparaît au sein de la cellule et vient à son tour mettre en court-circuit le filtre du bus DC, son alimentation ainsi qu'une possible mise en court-circuit de la charge. Cette maille étant très faiblement impédante, un régime de court-circuit rapide à très forte amplitude ($>kA/\mu s$, $>10kA$) prend naissance et peut conduire à l'arrachement des interconnexions de boîtier, la décomposition et l'explosion de l'encapsulant formant le boîtier voire la destruction du busbar [11] [12]

L'introduction d'un disjoncteur électronique rapide et à proximité de la puce encore active de la cellule de commutation (quelques μs sur matériau silicium et quelques dizaines de μs possibles sur matériau dit grand gap comme le SiC) est un élément de sécurité important.

Néanmoins, comme le montre la Fig.4, bien que la maille "courte" décrite précédemment soit neutralisée par l'ouverture en mode disjoncteur, une maille "longue" essentiellement inductive cette fois subsiste à travers la résistance résiduelle de l'interrupteur défaillant, les phases de la charge et leurs impédances puis les diodes des cellules adjacentes. D'amplitude et de dynamique nettement plus réduite, ce courant de court-circuit est néanmoins à mettre en relation avec la constante de temps de la charge, impliquant la chaîne cinématique pour évaluer la contrainte thermique qui en découle sur les diodes de l'onduleur [13]. Cet aspect plus système est traité en annexe A du mémoire.

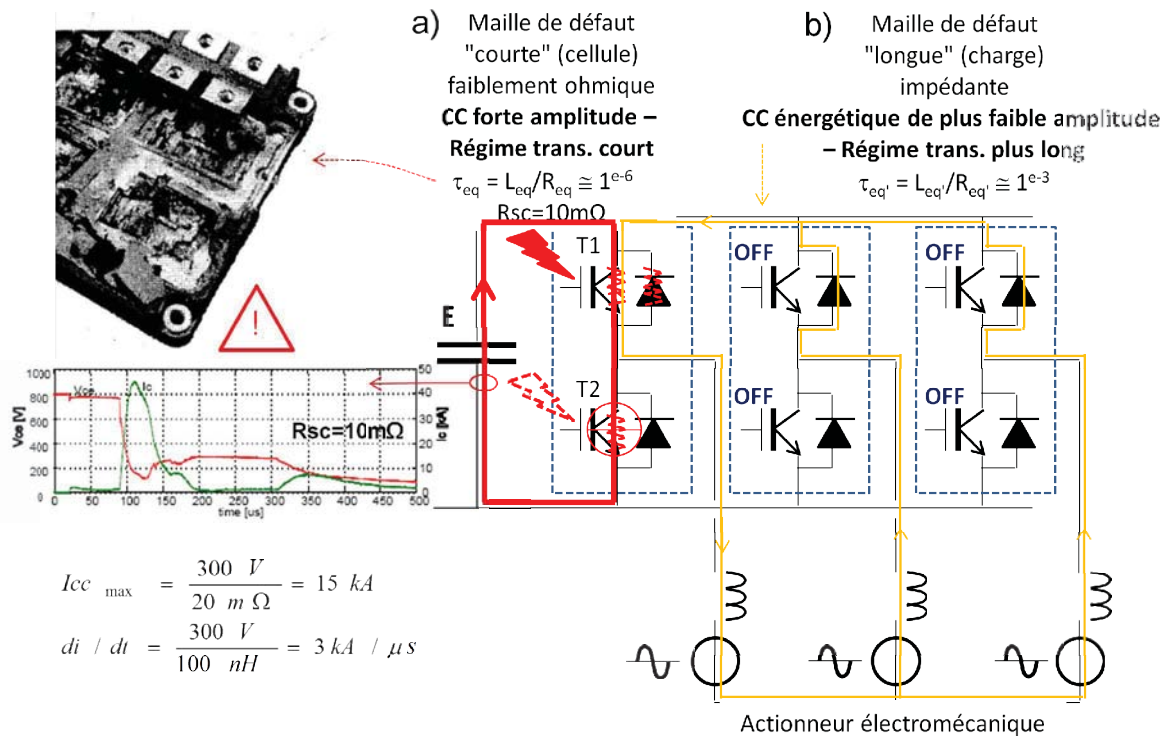


Fig.4 Modes de défaut et mailles de défaillance a) maille courte et "ohmique" b) maille longue et "inductive"

2.2) Sécurisation et tolérance de panne en onduleur à deux niveaux

Partant des scénarios de défaillances internes principaux présentés dans le paragraphe précédent nous allons ici définir la structure et le fonctionnement des dispositifs d'isolement à insérer pour sécuriser une cellule élémentaire au sein de l'onduleur triphasé. Cette "première" opération d'isolement électrique sera également analysée du point de vue de sa compatibilité avec une "deuxième" fonction de connexion secours obtenue simplement par un point milieu actif sur le bus DC et/ou par un bras de secours en redondance parallèle.

2.2.1) Cellule avec disjoncteur électronique rapide intégré sur le driver

Cette protection est très courante en moyenne et forte puissance avec les IGBT, bien maîtrisée et donc fiable [15]. Elle repose sur une limitation – disjonction électronique rapide du courant dans le composant, réalisée en discret sur son driver [15], comme illustré en Fig.5 et Fig.6 a), externe ou interne au boîtier (cas des modules IPM) ou même intégrée dans la puce de puissance [16] dans la Fig.6 b) et c). Dans ces circuits la détection est très souvent indirecte, i.e. que c'est le passage en saturation du courant du canal Mos qui est détecté par l'élévation rapide (dv/dt limité par C_{oss} avec clamp sur la grille) de la tension aux bornes. Comme l'illustre la Fig.6 b), la détection repose donc sur une captation très simple de la tension aux bornes et un seuillage interne typiquement entre 4V et 7V à partir de l'alimentation auxiliaire locale au composant [17]. Une coupure "soft" à forte résistance de grille R_{goffsc} réalise la disjonction du courant de saturation tout en évitant l'avalanche dynamique de la puce, un écrêtage actif entre le collecteur et la grille (ou à l'entrée du driver) est

aussi employé pour forcer la puce à rester dans sa SOA et éviter son claquage lors de la remontée de tension. Plus rarement, comme montré en Fig.6 d), une détection directe du courant est réalisée [16] à l'aide d'une électrode de "sense" connectée à quelques cellules de la puce IGBT formant un "miroir de courant" permettant d'étendre la fonctionnalité globale. En effet, cette électrode supplémentaire, souvent interne au boîtier, permet de détecter les surcharges de courant et de réaliser une limitation – disjonction à un niveau de courant bien plus faible que le courant de saturation intrinsèque de la puce, par une contre-réaction locale sur la grille, ce qui permet également de réduire le stress en surtension et le risque de claquage de la puce dans la phase critique de disjonction et de remontée de tension [16]. Dans ces circuits intégrés employés couramment, la disjonction d'une puce implique le blocage du bras complet selon une gestion qui peut être configurée en mode de reprise automatique (ex. après 1s, pour un nombre de tentatives limités à 2 ou 3) ou en communication à travers un superviseur qui assurera ainsi le réarmement ou le blocage définitif.

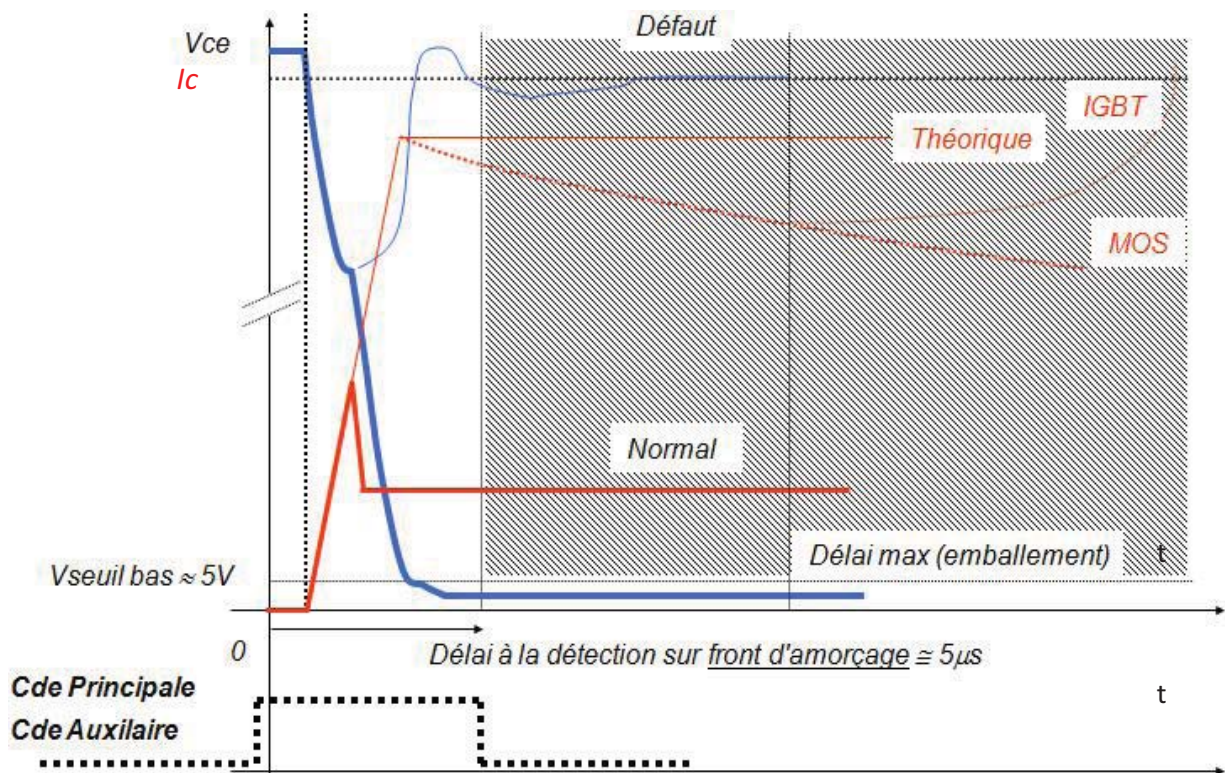


Fig.5 Illustration du principe de détection de passage en saturation intégré sur driver

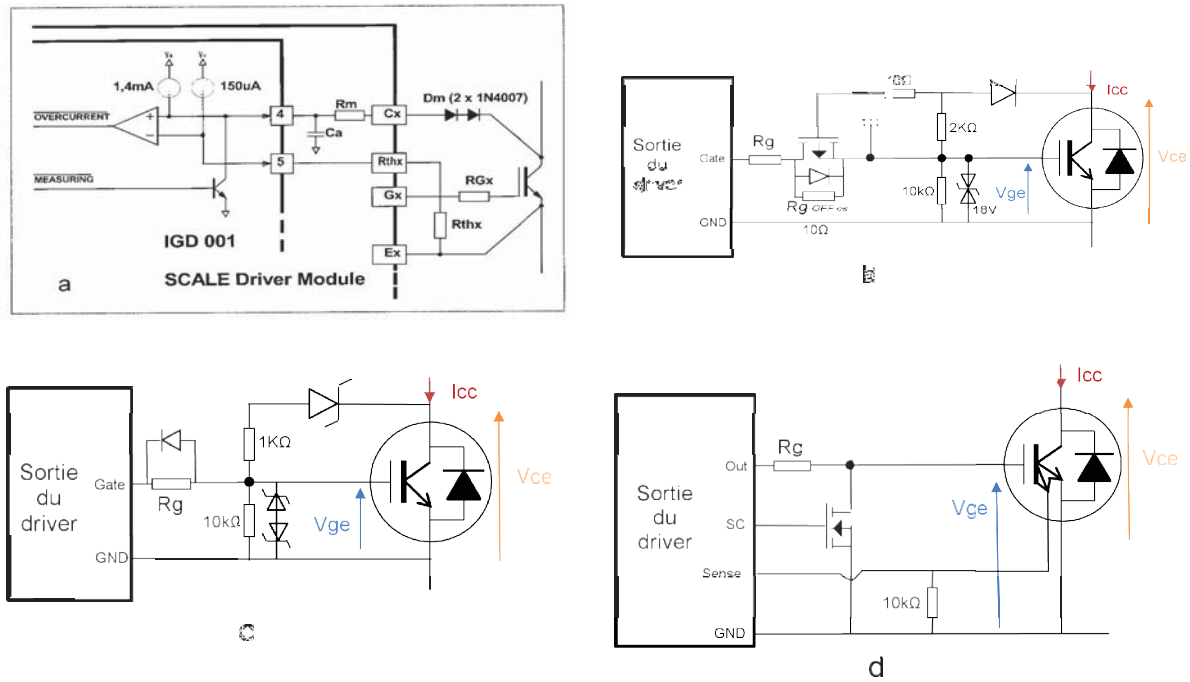


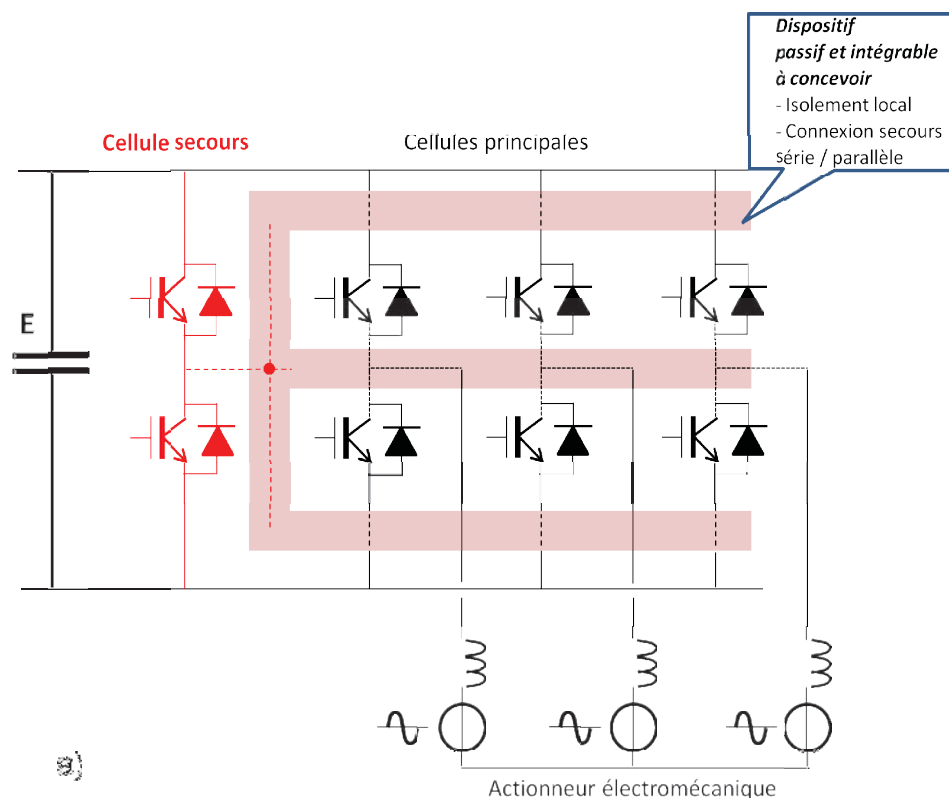
Fig.6 Présentation des deux principes de limitation – disjonction en courant sur puce IGBT
 a) Dispositifs de détection de court-circuit [2]
 b) c) Limitation de la surtension en détection de la tension Vce,
 d) Limitation de la surcharge de courant en détection du courant.

La situation la plus critique et la plus générale est décrite en Fig.4. Une puce diode ou IGBT du bras est défaillante et se trouve dans un état faiblement ohmique après un régime d'emballement ou de claquage. Cette défaillance initiale provoque le déclenchement du disjoncteur du transistor homologue dans la cellule et la neutralisation du courant de saturation. Néanmoins la maille "longue" impliquant une des phases de la charge et les deux autres bras de l'onduleur reste active et nous avons montré dans les simulations du paragraphe précédent toute la dangerosité de cette situation sur le plan électrique pour les diodes des bras adjacents et la conséquence sur le régime transitoire du couple électromécanique dans le cas d'une machine. Un organe de déconnexion ou de sectionnement, placé en sortie de bras est donc nécessaire en veillant évidemment à ce que ce dispositif soit intégrable et à faibles pertes d'insertion ce qui n'est pas le cas des dispositifs conventionnels comme les contacteurs électromécaniques et les interrupteurs AC/AC associant plusieurs semi-conducteurs en série – parallèle [14].

2.2.1.a) Structures d'isolement

Comme l'illustre la Fig.7a) nous privilégions dans ce travail une solution passive sous la forme d'un rupteur passif – fusible, commandé et réalisé sur PCB ou bien par l'insertion directe d'un fusible intégré dont un circuit auxiliaire d'aide au déclenchement doit être conçu. L'intérêt d'une fonctionnalité de déconnexion à base d'un fusible est que cet organe devient à même de protéger aussi la cellule d'un court-circuit ou d'un défaut d'isolement du côté de la charge. Dans cette configuration l'isolement commandé peut être réalisé par une détection de surintensité dans la phase du bras défaillant (ou de son passage par zéro) à l'aide d'un flag de retour défaut issu des

drivers et par le sectionnement de cette phase, ou en dernier recours, par le déclenchement d'une zone fusible. Dans ce dernier cas, le calibrage en I^2T_p de ce fusible doit être aligné en référence à la zone d'interconnexion des composants la plus réduite, i.e. la plus fragile, typiquement les diodes des bras (surface nettement plus faible que la surface des puces IGBT dans un module de puissance) afin d'éviter le risque d'explosion des interconnexions, et éventuellement d'une portion de l'encapsulant. C'est donc le diamètre et le nombre de bondings présents sur une puce diode qui va permettre de calculer le I^2T_p maximum des fusibles, cette valeur est parfois présente dans la *data sheet* des modules, dans le cas contraire un *reverse* s'impose. Comme nous le verrons dans le chapitre 2, cette valeur est importante à connaître car c'est une contrainte forte dans la conception thermique du fusible PCB qui doit par ailleurs être dimensionné en régime permanent sur son courant efficace nominal. Cette première structure en Fig.7b) présente l'avantage d'être externalisée et donc non invasive au module de puissance, interchangeable, réalisant ainsi une véritable "option de sécurité" qui peut être calibrée et adaptée à la charge spécifiquement et indépendamment du module de puissance. Elle présente néanmoins les inconvénients de devoir dissiper l'énergie réactive stockée dans les selfs de la charge en phase de déconnexion ce qui représente selon les cas une énergie de quelques joules à quelques dizaines de joules à quantifier au cas par cas (une détection "active" du passage par zéro du courant est préférable dans cette structure pour minimiser l'énergie à dissiper) et de n'assurer aucune redondance en cas de défaillance des disjoncteurs électroniques sur les drivers.



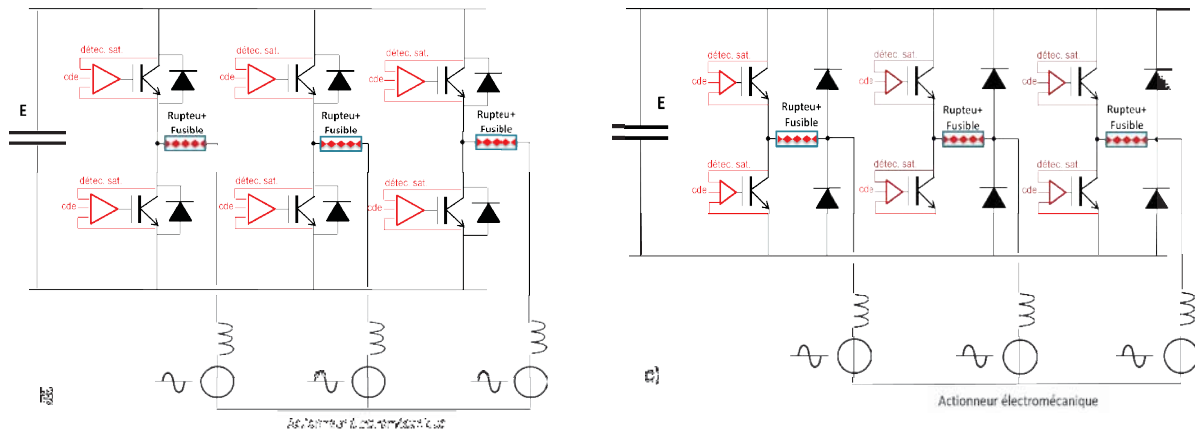


Fig.7 a) Structure générale d'isolement, Cellule protégée par limiteur – disjoncteur et isolée par rupteur – fusible commandable en sortie de phase et la cellule de secours,
b) Isolement externe sur la phase de cellule, Cellule défaillante isolée par rupteur – fusible en phase de la cellule
c) Variante de la cellule isolée par rupteur – fusible commandable.

La Fig.7c) consiste à permuter les diodes et le fusible de phase de manière à pouvoir recycler l'énergie stockée dans les selfs de la charge vers le bus DC ce qui permet de réduire le pouvoir de coupure de l'organe de déconnexion. Celui-ci étant placé à l'intérieur de la cellule de commutation, il devient intrusif, non interchangeable, de calibre figé, et son impédance d'insertion doit être minimisée lors du design et de la conception. En outre, cette structure n'isole que partiellement la cellule puisque les diodes restent connectées à la phase ce qui constitue un gros handicap, la sécurité ne peut pas être complètement garantie avec cette variante et elle ne sera pas plus approfondie dans la suite.

2.2.1.b) Structures de connexion secours

Si la fonctionnalité fusible permet une protection dernier secours et d'éviter l'explosion des interconnexions de boîtier, il est peut être intéressant de pouvoir forcer le déclenchement du fusible avant même d'attendre cette situation critique par une détection de surintensité couplée au flag de retour de défaut des drivers comme évoqué précédemment. Un circuit actif de déclenchement doit être conçu réalisant *in fine* un fusible actif disjoncteur comme l'illustre la Fig.8a). Là encore plusieurs variantes sont possibles. Celle proposée sur cette dernière figure utilise un interrupteur bidirectionnel sur un point milieu du bus DC, à priori une paire de thyristors, dimensionnés pour la demi-tension du bus. En plus de l'isolement, ce circuit permet d'aiguiller la phase de la cellule vers le point milieu dont un équilibreur actif assure en plus la poursuite de l'alimentation de cette phase en mode de poursuite secours. Sécurité électrique et disponibilité fonctionnelle sont donc remplies simultanément et naturellement avec le même circuit au demeurant très simple, thermiquement dimensionné pour le courant du mode secours, i.e. généralement à puissance réduite. Le seul point négatif repose sur l'application d'un stress permanent en dv/dt aux bornes de l'interrupteur d'isolement, source de perturbations par son driver et d'un risque jamais nul d'un auto-amorçage. Dans ce cas, un défaut est provoqué et la phase est automatiquement secourue par le point milieu actif, i.e. que la défaillance de l'organe de sécurité ne bloque pas la fonctionnalité. Pour illustrer une procédure complète, la Fig.8b) montre l'enchaînement des étapes d'isolement de phase et de reprise au vol par la connexion secours au point milieu, moyennant une reconfiguration des modulantes des

deux autres bras de 120° à 60° afin de préserver des tensions différentielles équilibrées aux bornes de la charge [18]. La puissance et la fréquence de rotation maximales dans le cas d'un moteur sont donc réduites à la moitié de leur valeur nominale.

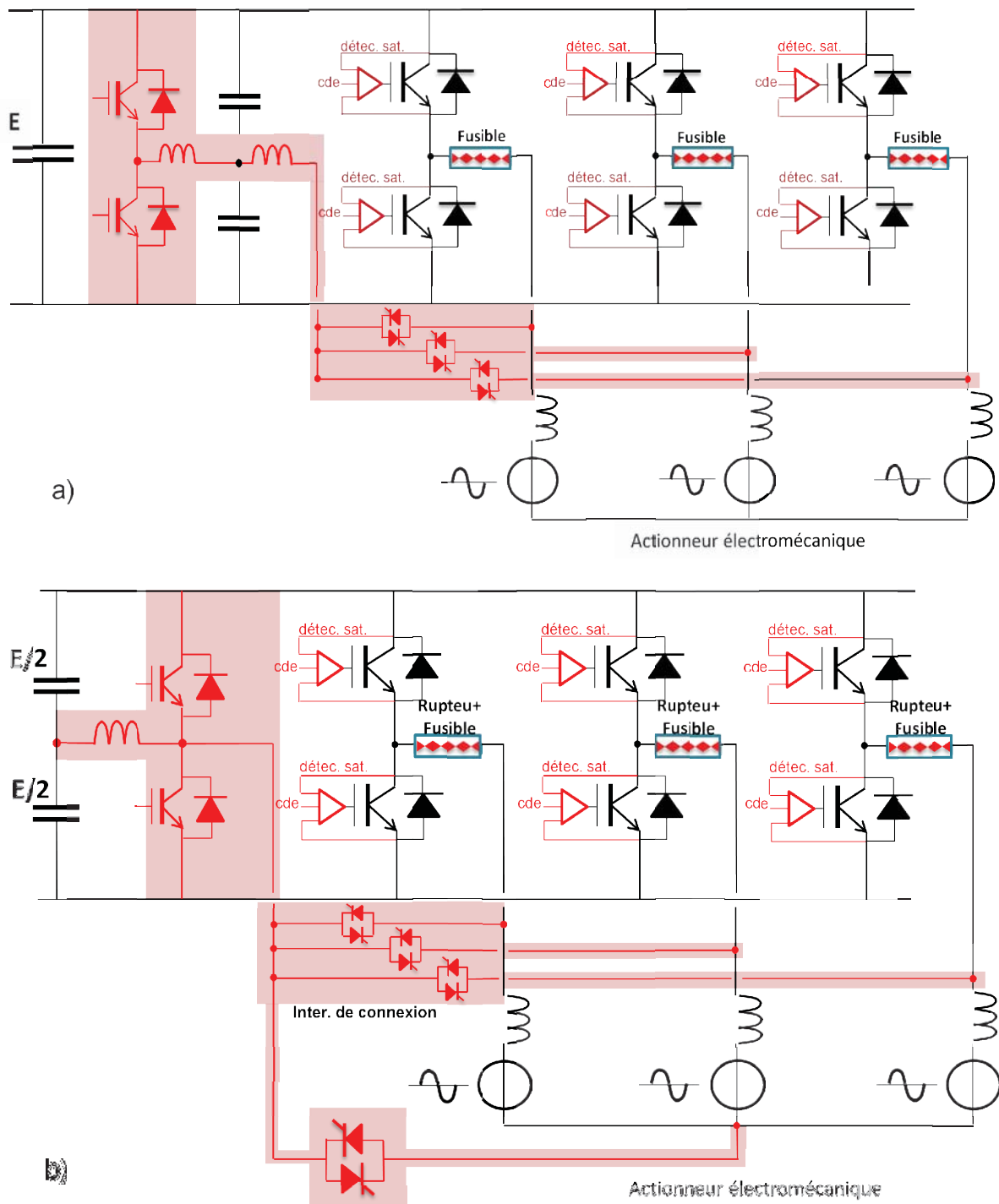


Fig.8 a) Variante de la cellule défaillante isolée par rupteur – fusible en phase de la cellule et la cellule de secours

b) Application au mode secours triphasé deux bras actifs à modulation déphasée à 60° .

Pour s'affranchir de cette réduction de tension, il faut dissocier les fonctions d'isolement et de secours par l'ajout d'un bras supplémentaire dédié à la poursuite de mission associé à un organe de connexion. La Fig.9a) illustre ainsi le schéma complet en triphasé. Il comprend donc trois

interrupteurs d'isolement et trois interrupteurs de connexion tous bidirectionnels ce qui la rend relativement complexe si une technologie conventionnelle électromécanique ou semi-conducteur est employée. Il est donc nécessaire de la simplifier en remplaçant l'ensemble des interrupteurs par des inverseurs "normal / secours", sorte de bypass, représentés en Fig.9b), dont un design et une conception intégrée autour de matériaux passifs fonctionnalisés doit être imaginée, c'est précisément une des perspectives de recherche à ce travail.

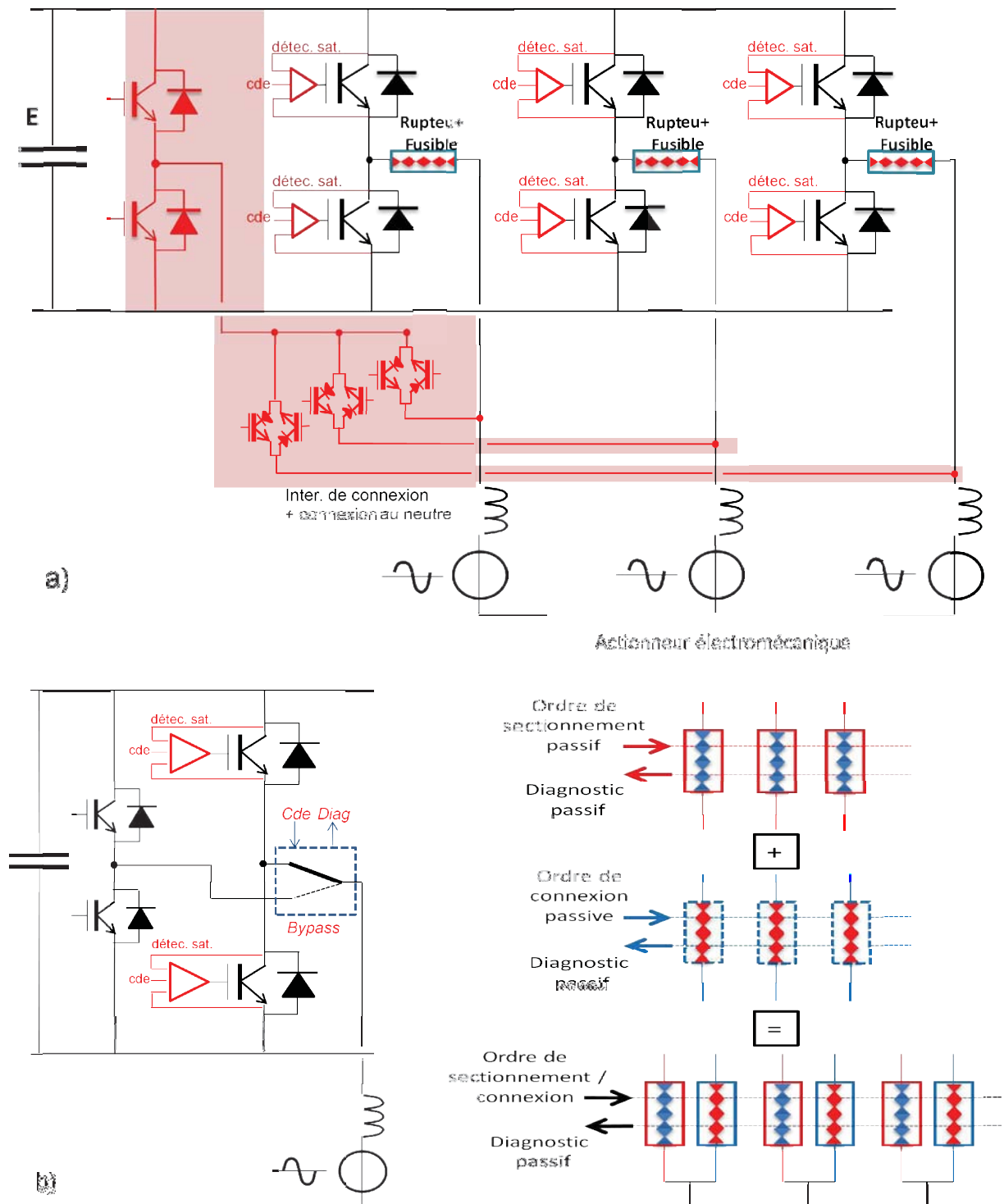


Fig.9 a) Variante à bras secours dissocié, b) variante à inverseur passif normal / secours passif.

2.2.2) Cellule sans disjoncteur

Quelle que soit l'origine du défaut (commande parasitée, claquage interne ou court-circuit externe), l'absence de disjoncteur électronique sur les deux transistors de la cellule va provoquer, par effet cascade sur les deux puces en série (diodes ou transistors) comme expliqué au paragraphe 2.1), la mise en court-circuit de celle-ci et la formation d'une maille "courte" très faiblement ohmique entre le filtre du bus DC et les résistances résiduelles des puces défaillantes. Comme l'illustre la Fig.4, une seconde maille "longue" et inductive cette fois impliquant la charge apparaît également et de la même manière que dans le cas du paragraphe précédent.

2.2.2.a) Structures d'isolement

La mise en sécurité du convertisseur implique de neutraliser ces deux mailles, deux des trois bornes au minimum de la cellule doivent donc être déconnectées : par un des pôles du bus et la phase en sortie ou bien par les deux pôles du bus. Pour des questions de symétrie et de conception, il est préférable de retenir le schéma de la Fig.7a) où deux sections fusibles sont réparties symétriquement de chaque côté des pôles de l'alimentation, environnant ainsi de façon symétrique la cellule par son entrée DC. Les deux fusibles doivent donc être déclenchés simultanément, en série, à travers le crowbar formé par le court-circuit de la cellule elle-même. Cette condition implique de disposer de fusibles à faible dispersion de I^2T_p et d'impédance transitoire post-arc d'une part et d'une même température initiale d'autre part. La première condition est très bien remplie avec les fusibles commercialisés aujourd'hui de type Protistor™ comme nous le montrerons de façon expérimentale au chapitre 3 ; la seconde condition est bien sûr réalisée naturellement en mode onduleur dès qu'une modulation triphasée symétrique est employée.

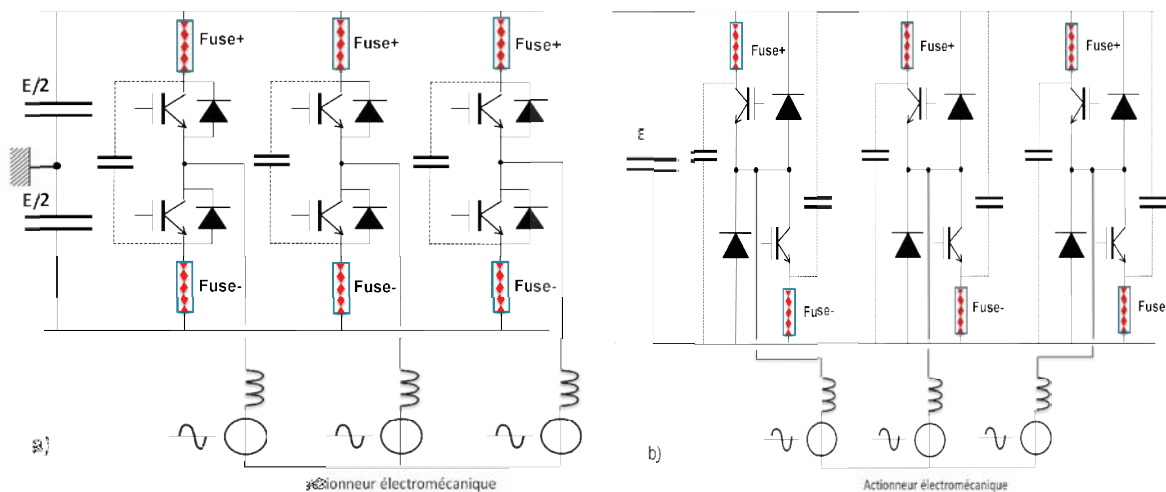


Fig.10 a) structure isolement en version externalisée b) structure isolement en version croisée

En faisant l'hypothèse que ces deux conditions sont remplies, les Fig.10 a) et b) donnent les schémas d'insertion de ces deux sections fusibles, en version externalisée et non-invasive où ceux-ci doivent dissiper la totalité de l'énergie selfique stockée à la fois dans la maille de commutation et dans la charge, et en version croisée où ceux-ci n'ont à dissiper que l'énergie selfique de la maille courte. Un premier point fort de ces deux variantes est la possibilité de découpler l'impédance d'insertion des fusibles par un ou deux condensateurs de découplage directement aux bornes de la cellule ou des deux sous-cellules ainsi formées ce qui permet de relâcher une des contraintes de conception si des fusibles PCB doivent être conçus par exemple. Un second point fort repose clairement sur le

caractère non invasif de la solution dont la technologie et le dimensionnement peuvent être disjoint de ceux du module de puissance formant ainsi une véritable "option" de sécurité.

2.2.2.b) Structures de connexion secours (au premier défaut)

La continuité de l'alimentation de la phase peut être réalisée d'une première manière par la connexion d'un seul bras secours en parallèle comme le montre la Fig.11 où il est nécessaire d'introduire autant d'organes de connexion en étoile qu'il y a de phases actives à secourir. Bien qu'assez complexe, ce premier schéma permet de préserver une tension et une puissance d'alimentation de 100% contrairement au schéma de la Fig.8 a).

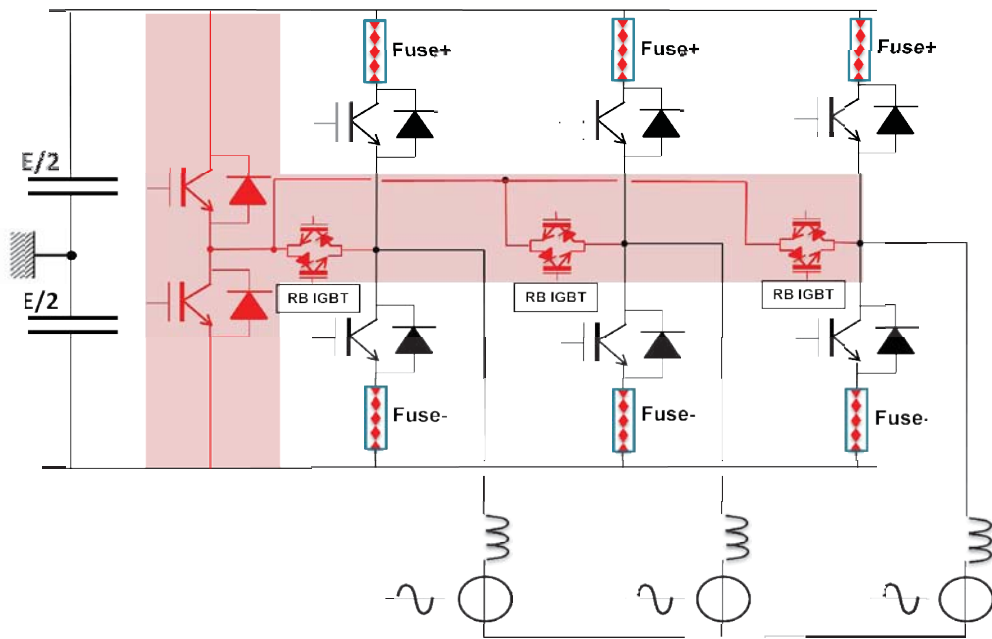


Fig.11 Un exemple de structure de connexion secours par les organes RBIGBT

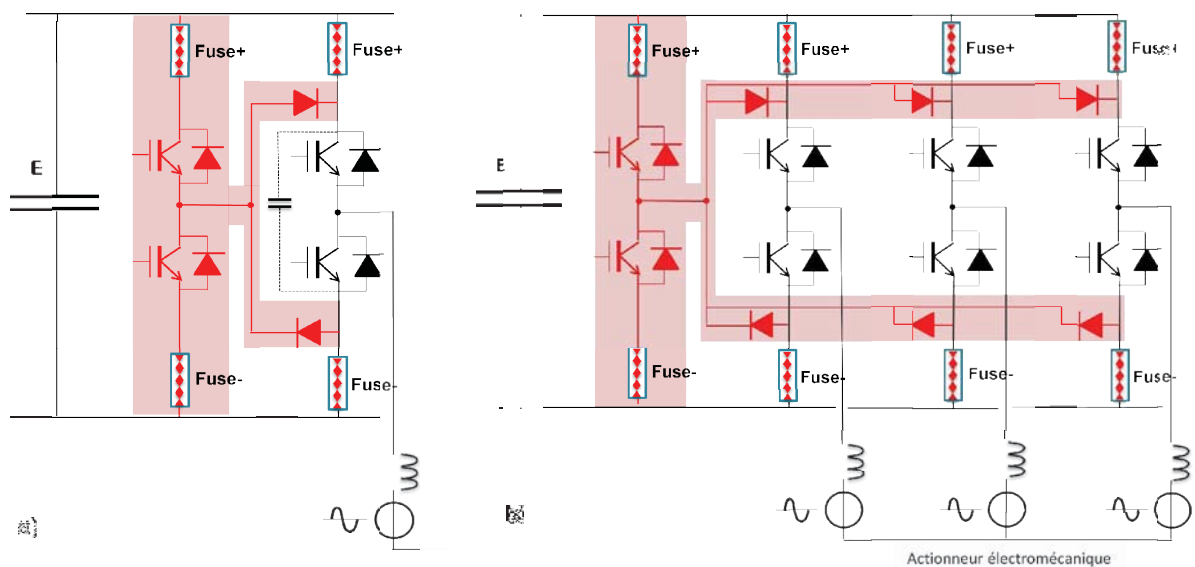


Fig.12 a) structure monocellulaire de connexion secours avec la protection fuse

b) structure complète de connexion secours

Chapitre 1

Nous proposons en Fig.12 a) une approche différente qui exploite la propriété de premier mode de défaillance des puces de puissance dans un état résiduel ohmique de très faible valeur, proche du court-circuit donc, pour réaliser une autre manière de connecter un bras secours à la phase, non pas en parallèle avec la cellule par sa borne de phase comme en c) mais en série avec les puces défaillantes elles-mêmes du côté des pôles du bus DC. L'organe de connexion peut ainsi se réduire à deux simples diodes, bloquées en inverse sous la moitié de la tension du bus DC en régime nominal, puis passantes en direct alternativement sur chaque alternance du courant de charge à travers les puces défaillantes en mode ohmique. Le bras secours est donc spontanément et instantanément connecté à la phase dès que les deux fusibles ont isolé la cellule défaillante et assure la continuité de la mission à 100% de la tension et de la puissance. En version triphasée ou polyphasée, il faut rajouter autant de paires de diodes qu'il y a de phases, chaque paire étant connectée à un point commun de raccordement de l'unique bras de secours en parallèle comme le montre la Fig.12b). Ce scénario n'est évidemment viable que si la chute ohmique résiduelle reste faible est stable dans le temps en présence d'un courant de charge permanent. Nous verrons au chapitre 3 que des choix technologiques sont nécessaires pour garantir et même fiabiliser ce mode de défaillance. En mode normal, il faut bien noter que les deux transistors du bras secours et les diodes de connexion sont bloquées sous la moitié de la tension de bus sans aucun dv/dt appliqué donc dans un état d'attente très peu stressant que l'on pourrait qualifier de redondance passive "tiède" (seul un très faible courant de fuite en inverse circule dans les jonctions) très peu défiabilisante globalement pour le convertisseur. Ces propriétés étant intéressantes et prometteuses sur le plan pratique, c'est donc logiquement ce principe qui a été breveté en juillet 2010 [19] dans le cadre du projet collaboratif CASAREL soutenu par la FRAE.

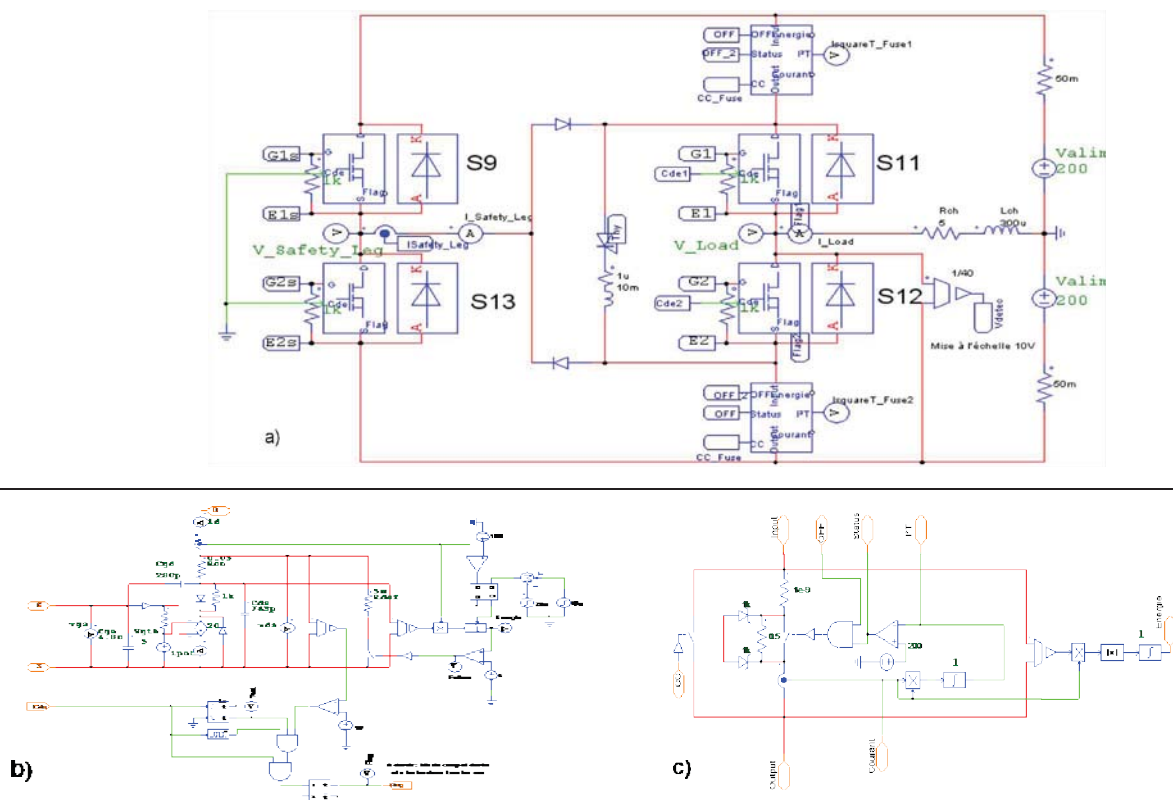


Fig.13 Solution à isolement symétrique par fusible a) schémas de l'onduleur monophasé avec un bras de secours sous PSIM™ b) modèle de transistor c) modèle de fusible

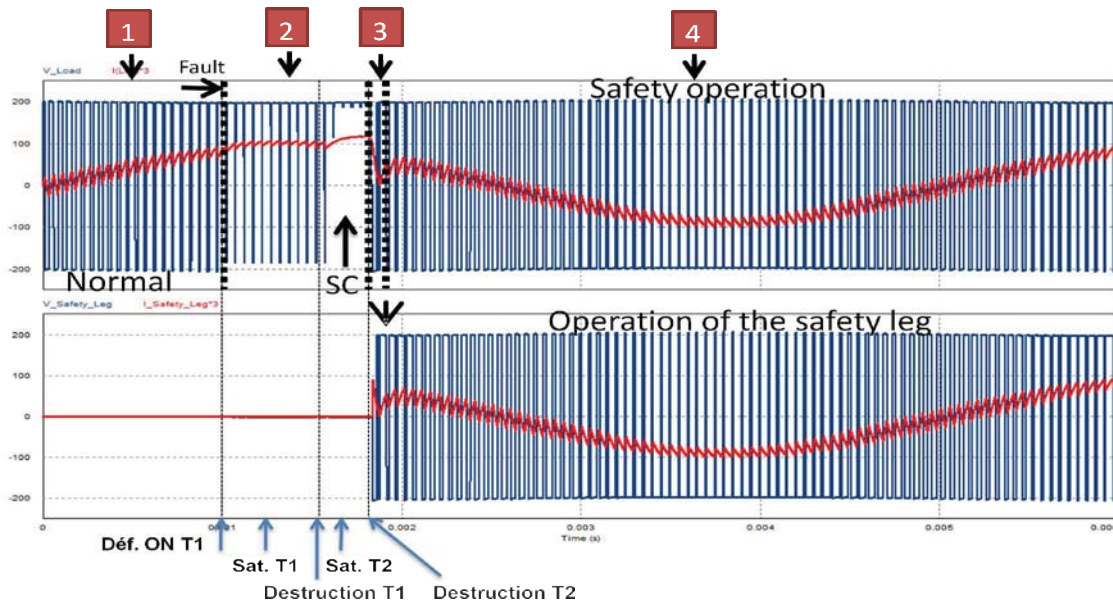


Fig.14 Résultat de simulation avec toutes les séquences de fonctionnement en mode de secours

La Fig.14 est une simulation sous PSIM™ montrant, de façon idéalisée pour la structure monocellulaire avec la connexion du bras secours, montré dans la Fig.13a). Les différentes séquences de fonctionnement : le fonctionnement normal avant le démarrage du défaut (PWM entre T1 et T2), ensuite, l'application d'un signal de commande défaut sur T1 (Etat haut en permanent), une saturation est produite en cascade du T1 au T2, la fusion des deux fusibles isole la cellule de commutation, à la fin une continuité de fonctionnement après la connexion du bras secours. Notez qu'ici, en raison de la surtension transitoire sur le bus continu produite par l'arc de la fusion, il faudrait introduire un temps de retard (quelque 100 μ s) avant le démarrage du bras secours pour éviter une surtension sur les interrupteurs du bras secondaire (précaution identique sur la réalisation de banc de teste dans le chapitre IV). Un modèle de transistor et un modèle de fusible sont modélisés sous PSIM. Ce modèle de transistor possède une fonction identique de celle de la carte driver, i.e. un superviseur de la tension collecteur et émetteur : une fois que la transistor passe en mode saturation, un flag défaut est lancé, puis arrête les commandes du bras défaillant afin de protéger et éviter l'explosion de la cellule défaillante ; une autre fonction est simulée dans le cas de la destruction du composant : en calculant l'énergie dissipée dans le composant, lorsqu'il franchit le seuil de destruction du transistor (de l'ordre de 3J), le transistor présente une faible valeur de résistance résiduelle. Au niveau de la protection, les fusibles sont modélisés par des interrupteurs normaux à ouverture sur la valeur instantanée de I^2T_p calculée, avec une tension d'arc constante de 800V. Les deux modèles de composants sont illustrés dans le Fig.13a) et b).

Il faut noter une propriété structurelle intéressante sur ce schéma : dès que les deux fusibles ont atteint un haut niveau d'impédance après le régime d'arc, le courant de charge trouve une continuité par les diodes du bras secours à travers les diodes de connexion et les puces défaillantes, de sorte que l'énergie selfique stockée dans la charge n'a pas à être dissipée par les fusibles mais tend à une réinjection sur le bus DC. Nous verrons au chapitre 4, sur le plan pratique, que cette vision est théorique, car les fusibles sont le siège, en régime post-arc, pendant plusieurs centaines de μ s, voire la ms, d'une fuite de courant importante et de valeur supérieure au courant de charge, ce qui ne rend pas possible la conduction de la cellule à diodes du bras secours, du moins dans beaucoup de

relevés expérimentaux que nous avons réalisés. Dans ce pire cas, les fusibles auront à dissiper la totalité de l'énergie stockée à la fois dans la maille courte et la charge.

2.2.2.c) Structures de connexion secours (au deuxième défaut)

Une défaillance sur un second bras actif va provoquer, selon le même processus, l'isolement symétrique de ce bras par les deux pôles du bus DC. L'aiguilleur à diodes de ce bras vient spontanément relier la phase concernée au bras de secours en parallèle, lequel est déjà actif en mode secours car déclenché par le premier défaut précédent. Les deux phases concernées se retrouvent en parallèle par leurs diodes de connexion respectives et alimentées par le même bras secours. Si ce mode dégradé semble pouvoir être envisagé pour des topologies parallèles en DC/DC (hacheur polyphasé à bras parallélisés) ou en DC/AC (onduleur à bras parallélisés) en veillant à ce que les phases en parallèle ne soient pas couplées (à mettre en relation avec les perspectives de ce travail), dans toutes les autres configurations d'application il semble qu'il faille disposer d'un second bras secours équipé de son dispositif de connexion dédié. Pour pouvoir aiguiller indifféremment une cellule vers l'un ou l'autre bras de secours, les diodes de connexion doivent être remplacées par des interrupteurs commandables, typiquement des thyristors comme l'illustre la Fig.15). Ces thyristors bénéficient des propriétés de tension réduite et d'absence de dv/dt en mode normal ; en mode secours par contre les thyristors qui resteront non actif i.e. bloqués auront à subir les dv/dt d'un des bras de secours. Ce principe est évidemment généralisable bien que plus complexe en raison du nombre de drivers à rajouter.

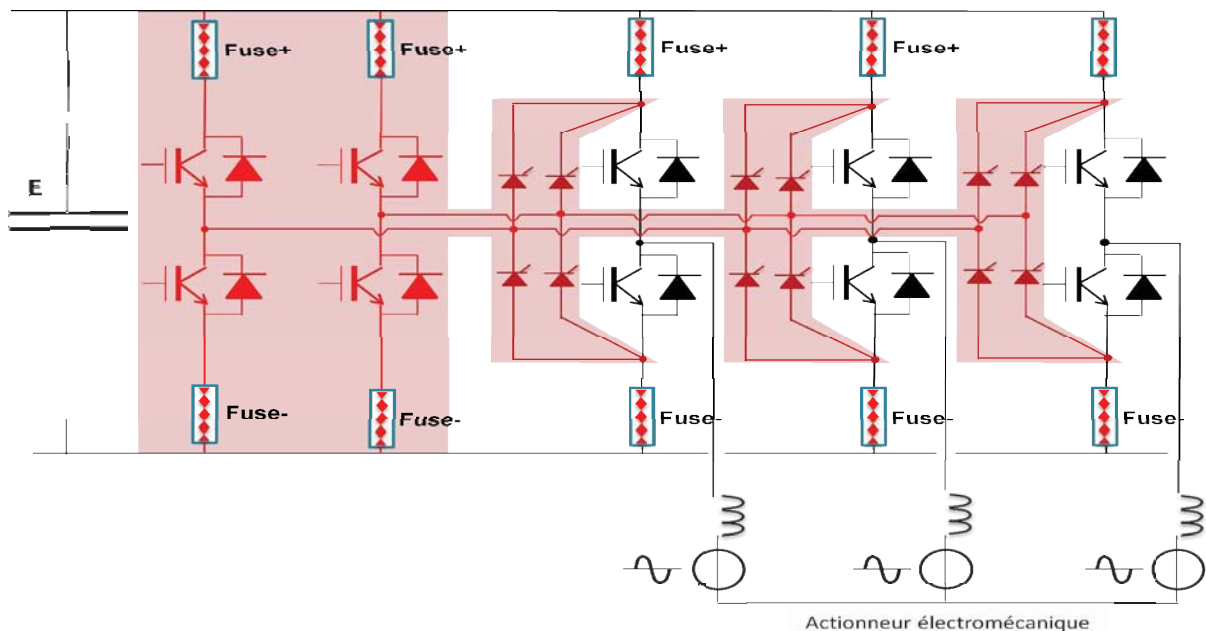
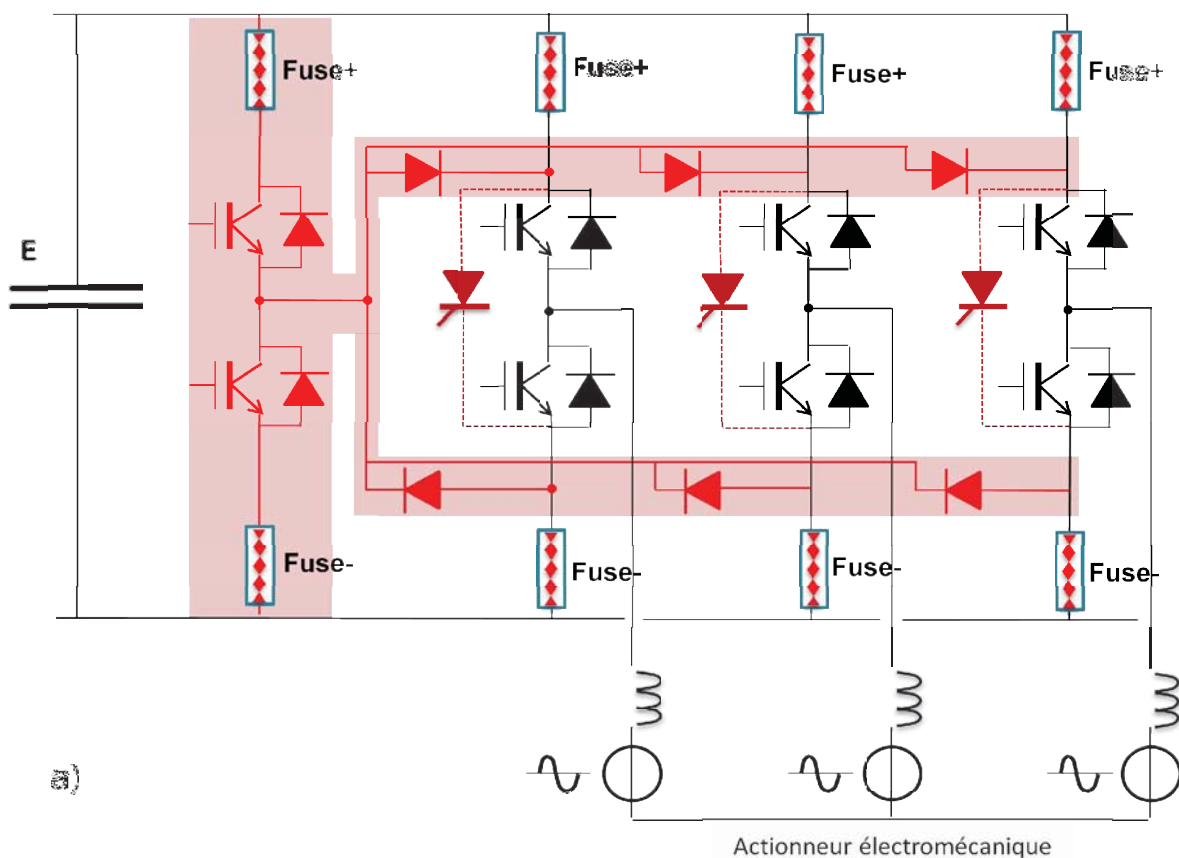


Fig.15 structure de connexion secours au deuxième défaut

2.2.2.d) Aide à l'isolement par thyristors auxiliaires (schéma à 1 thyristor ou à 2 thyristors) et structures secours correspondantes

Si le mode en régime ohmique des puces défaillantes n'est pas de qualité suffisante ou si un scénario différent apparaît comme la perte d'une alimentation auxiliaire sur un driver (dysfonctionnement en circuit ouvert cette fois), l'absence d'effet crowbar ne permet plus d'isoler de façon naturelle la cellule par les pôles du bus DC. La solution consiste à réaliser ce crowbar de façon externalisée par un ou deux thyristors tout en assurant la connexion secours automatiquement par des diodes. La Fig.16 a) montre ainsi le schéma avec un seul thyristor et deux diodes de connexion par bras. Sur ce schéma il faut bien voir qu'un blocage des transistors par perte d'alimentation (défaut en circuit ouvert du bras) est pallié grâce à la continuité du courant de phase par les diodes de connexion, le thyristor et les diodes mêmes du bras bloqué. Là encore, à aucun moment ce thyristor ne sera le siège de dv/dt , il devra par contre être dimensionné pour 100% de la conduction du courant en mode secours.



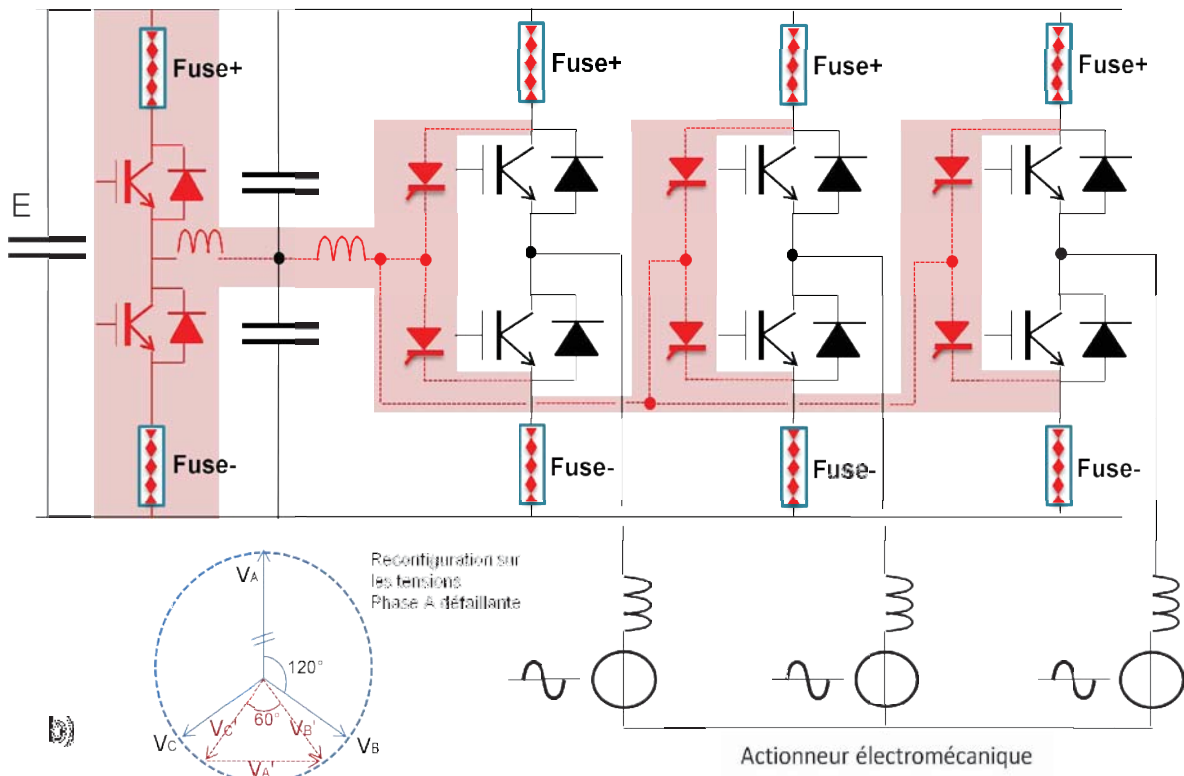


Fig.16 Auxiliaire d'isolement à thyristor(s) et structures de secours.

a) 1ère solution : un seul thyristor b) 2ème solution : deux thyristors.

Si les fusibles sont d'une technologie qui ne permet pas de garantir un isolement symétrique et quasi-simultané des pôles du bus, un auxiliaire d'isolement individualisé par fusible est nécessaire comme le montre la Fig.16b). La structure comporte deux thyristors ayant une borne commune de façon à mutualiser la self de limitation du di/dt sur un point milieu capacitif du bus DC. La structure de secours peut se faire soit par des diodes de connexion comme en a) ce qui contraint les thyristors en dv/dt , où de façon plus appropriée par le point milieu même de ce bus au moyen d'un équilibreur actif de la même manière qu'en Fig.8b) au prix d'une réduction de moitié de la tension et de la puissance.

2.2.2.e) Autre fonctionnalité de sûreté de fonctionnement du bras secours en parallèle

Dans le cas d'une défaillance externe de l'onduleur au niveau d'une phase en court-circuit par exemple, la stratégie de secours ne consiste plus à redonner les bras de l'onduleur mais à préserver une alimentation équilibrée aux bornes de l'actionneur à travers un nombre réduit de phases. Ainsi le passage d'un mode normal triphasé à un mode secours diphasé peut être envisagé grâce à la présence d'un bras secours qui doit alors être connecté au point neutre de l'actionneur par un simple contacteur par exemple. Ce schéma est présenté et simulé en Fig.17 en mode normal / secours sur une charge active idéalisée sous PSIM™. Comme étudié dans [14] une reconfiguration $120^\circ - 60^\circ$ est nécessaire sur les phases des courants diphasés pour préserver un champ tournant équilibré dans l'entrefer et s'affranchir de toutes ondulations de couple. Un derating en puissance d'au moins 50%

est néanmoins nécessaire pour respecter le dimensionnement thermique des composants de puissance.

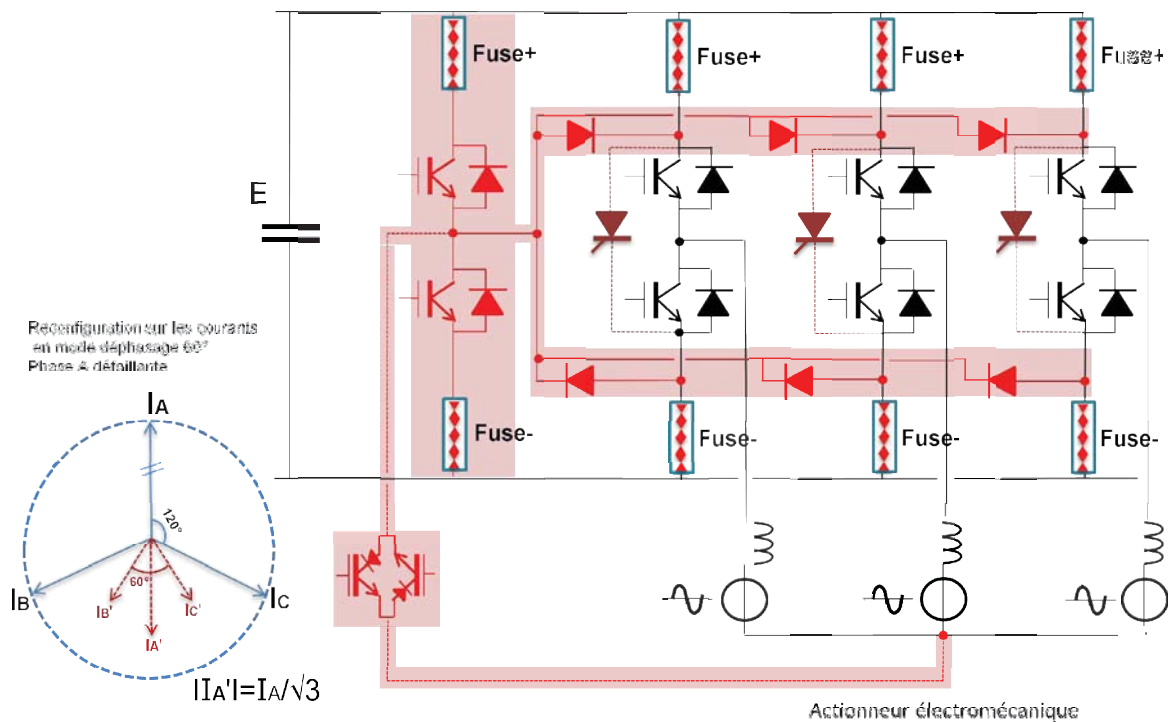


Fig.17 Secours sur défaillance externe de court-circuit de phase par une connexion au neutre et une reconfiguration diphasée.

2.2.2.f) Cas du hacheur polyphasé

Qu'il soit dévolteur ou survolteur, le hacheur repose sur une cellule asymétrique mono-transistor. Si c'est la diode qui est initialement défaillante en régime ohmique, la mise en conduction du transistor permettra de produire l'effet crowbar et l'isolement complet de la cellule. Inversement, si c'est le transistor qui est défaillant, la diode viendra spontanément isoler et protéger la maille courte, sans effet crowbar, provoquant néanmoins une pleine tension permanente sur la charge (cas de dévolteur) ou un court-circuit sur la source d'alimentation (cas du survolteur). Comme en d), un auxiliaire d'isolement et de connexion secours est nécessaire et obligatoire en hacheur. La Fig.18a) et b) donne le schéma de principe qui consiste en une connexion par une seule diode puisque le courant est unidirectionnel. Notons qu'en version synchrones Buck, la cellule redevient symétrique (même si les puces Mos n'ont pas la même surface et les mêmes énergies de destruction ...) ce qui permet de s'affranchir de l'auxiliaire à thyristor.

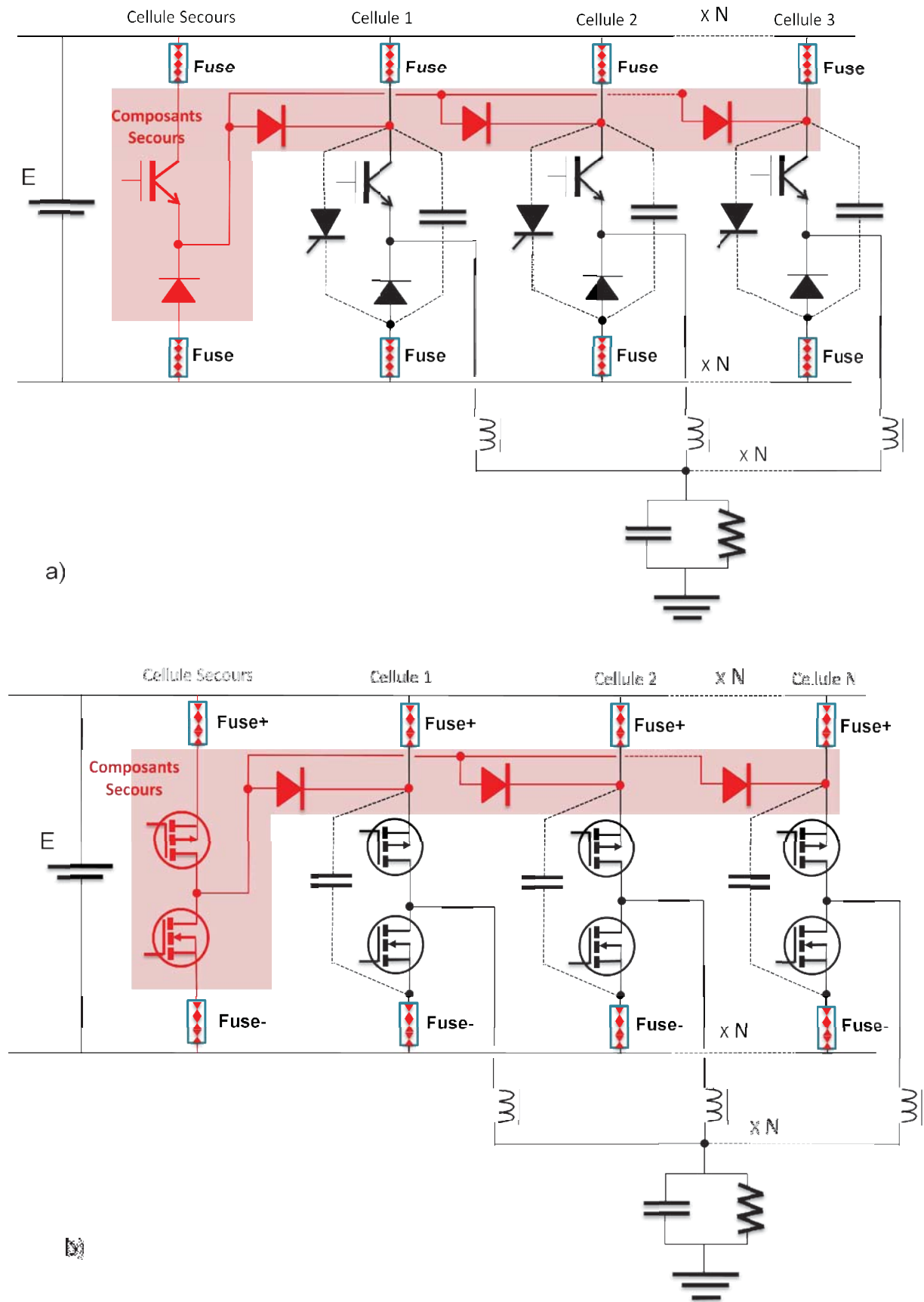


Fig.18 a) Hacheur polyphasé non isolé b) Hacheur polyphasé en version synchrone Buck

Dans le cas des hacheurs isolés à un seul transistor par phase (forward, flyback), la défaillance permanente d'un transistor va produire la saturation du transformateur et la circulation d'un fort courant susceptible de déclencher un fusible en série. Cette propriété est mise à profit en Fig.19 où un aiguilleur à diodes permet d'activer automatiquement un transistor de secours au primaire du transformateur (principe transposable aux diodes de redressement rapide côté secondaire) assurant une poursuite de fonctionnement à 100% de la puissance. Dans le cas d'un couplage magnétique entre les phases [20], il faut veiller à maîtriser le temps de basculement (fusible, détection et démarrage du composant de secours) du mode normal au mode secours afin de ne jamais saturer le transformateur ce qui serait susceptible de pénaliser toutes les phases couplées entre-elles. Ce concept semble intéressant pour des topologies à grand nombre de phases (VRM très basse tension pour microprocesseur entre autres) où la probabilité de défaillance au premier défaut sera plus grande, et où la continuité de la fourniture de l'alimentation aux meilleures performances est indispensable.

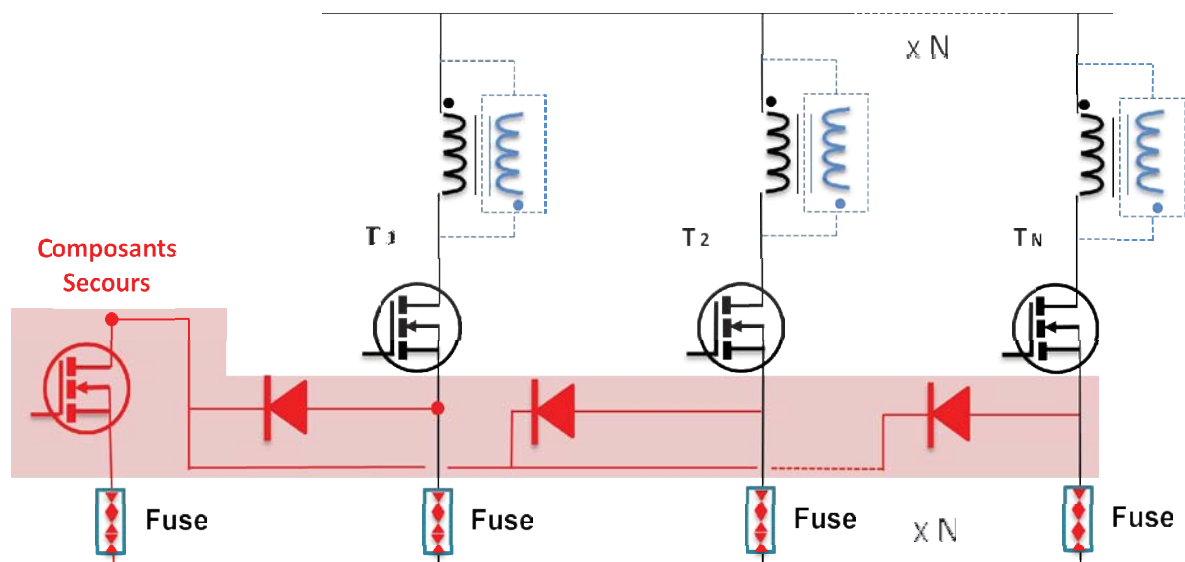
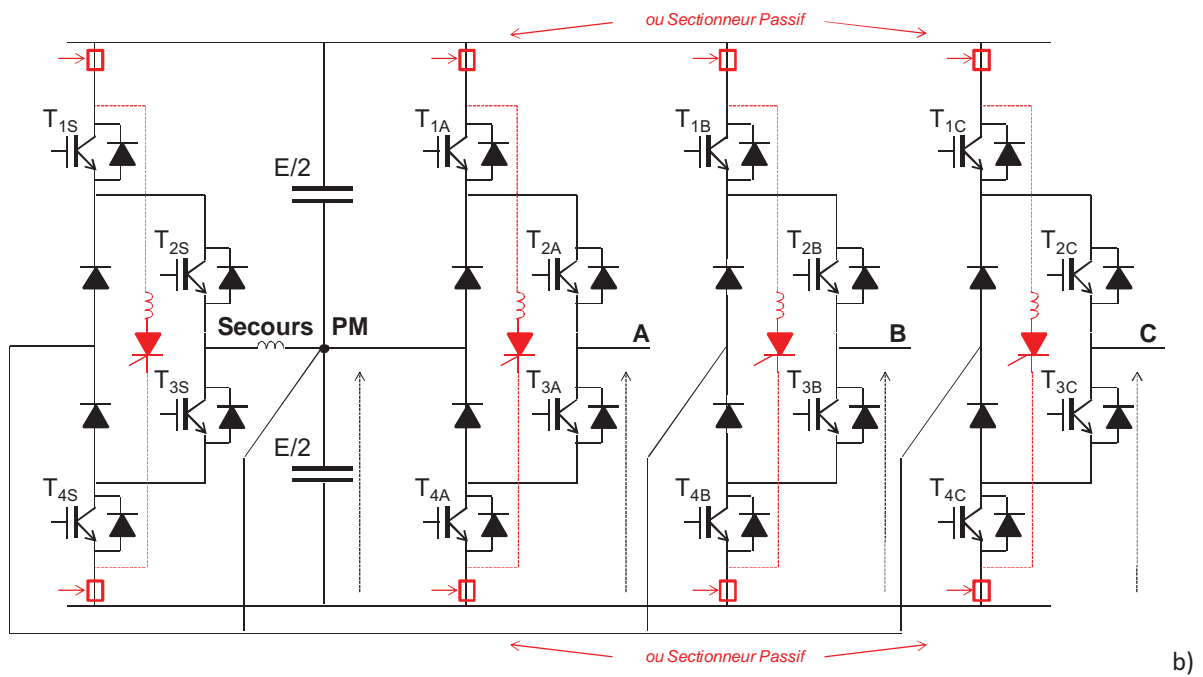
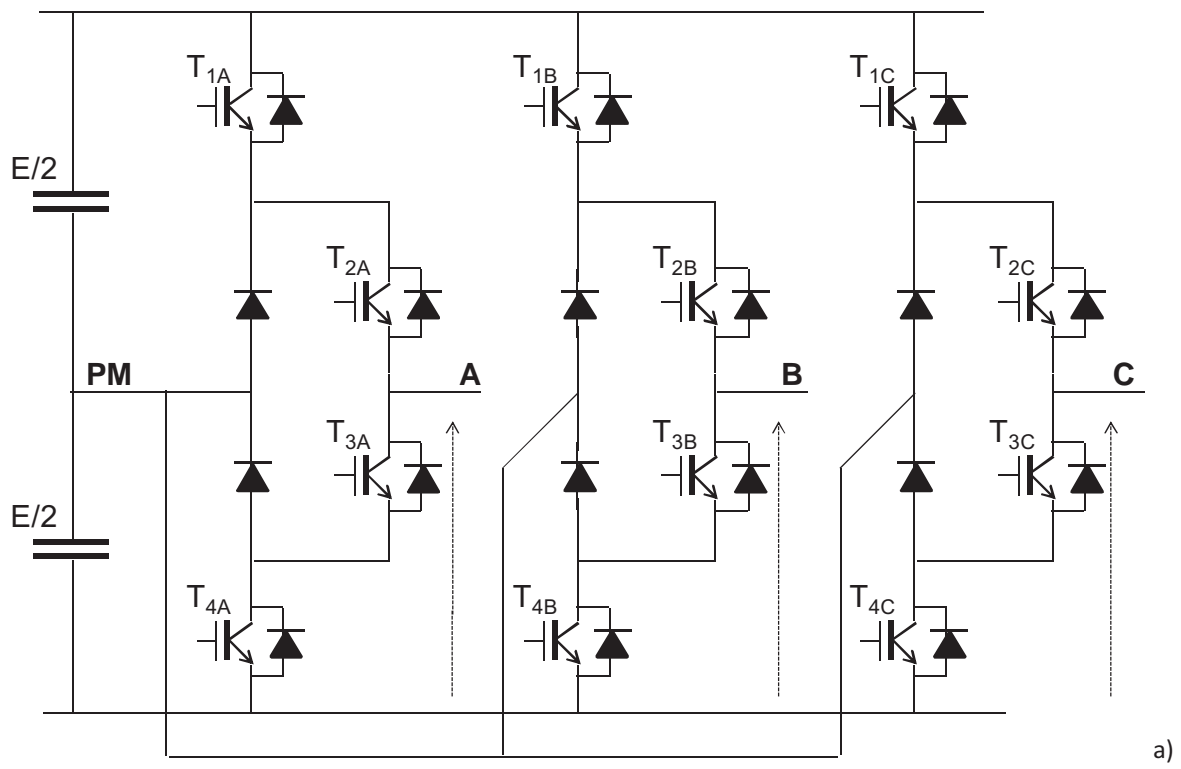


Fig.19 Hacheur polyphasé isolé forward et flyback

3) Cas des onduleurs NPC et ANPC à trois niveaux de tension

La structure Neural Point Clamped rappelée en Fig.20a) est aujourd'hui très répandue pour les alimentations moteurs de forte puissance (>100kW) en moyenne tension (>1kV) [21]. Le passage de deux à trois niveaux par l'ajout d'un point neutre permet de réduire de moitié la tension de calibre des composants qui sont ainsi plus performants en conduction et en commutation d'une part et de réduire dans le même ratio les surtensions appliquées aux spires du bobinage moteur lorsque celui-ci est raccordé par un câble long (ce qui évite un déclassement du moteur). [22] présente un exemple de réalisation pour réseau de bord sous très haute tension (>5kV) où la tolérance de panne est obtenue directement, comme très souvent en haute tension, par une redondance active série N+1 au moyen d'une technologie d'IGBT à puces pressées dans un boîtier métallique (trois IGBT en série dont un redondant). Cette technologie, bien connue en version thyristors, GTO et IGCT, l'est un peu moins en version IGBT, c'est aujourd'hui la seule qui ait été réellement caractérisée du point de vue de la durabilité de la résistance ohmique résiduelle en mode de défaillance [23] comme nous aurons l'occasion de le développer dans le chapitre 3.



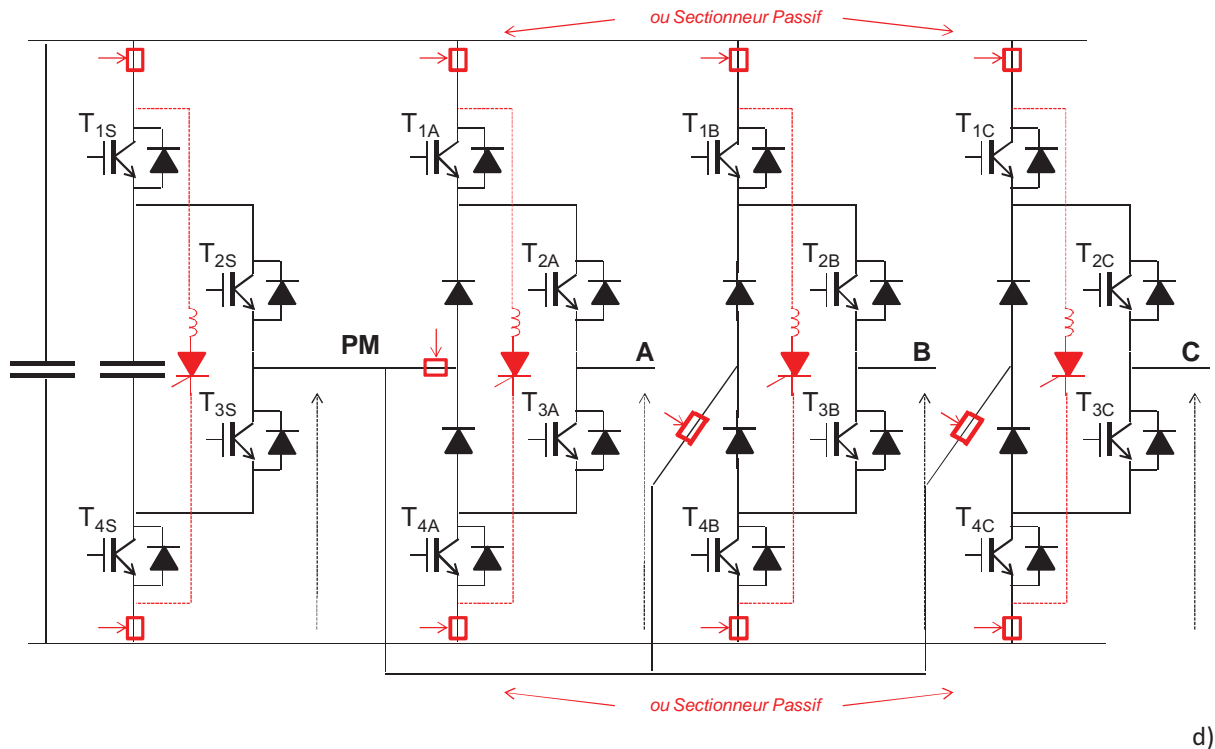


Fig.20 a) structure de base NPC 3 niveaux, b) isolement symétrique et connexion automatique par le point milieu et retour par les diodes, c) simulations d'une reprise de mode par le point milieu et reconfiguration 60°, d) réalisation d'un point milieu actif par un hacheur bi-cellulaire flying cap à rapport cyclique 1/2.

3.1) Cas de l'onduleur NPC

La présence d'une connexion naturelle sur un point milieu du bus DC pour chaque bras offre la possibilité d'un secours sous tension réduite, en triphasé à deux bras actifs, comme nous l'avons déjà évoqué au paragraphe 2.3.1 b). Sur cette base, l'isolement du défaut peut-être réalisé de la même manière qu'en onduleur à deux niveaux, par une structure rupteur – fusible symétrique à deux voies, disposée sur les deux pôles du bus DC comme l'illustre la Fig.20b). L'option thyristor permet de réaliser le crowbar et le déclenchement des deux fusibles en série par un chemin externe au bras ce qui permet de suppléer à tous les scénarios de défaut qu'ils soient en court-circuit ou en circuit, partiel ou total au niveau d'un bras, grâce aux diodes de clamp et aux diodes du bras lui-même qui assurent toujours une connexion phase – point milieu à $E/2$ en mode secours à travers un bras additionnel (plusieurs modes de gestion de ce quatrième bras peuvent être imaginés : standby, filtre actif au PM pour relâcher un degré de liberté sur la modulation vectorielle puis mode secours ...). Ce bras peut être remplacé par une alimentation du point milieu externe, isolée et symétrique (E , $E/2$, 0) comme cela est fréquent en forte puissance ; en mode de défaut, il faudra étudier soigneusement les caractéristiques de réversibilité de cette alimentation externe afin que tous les modes de fonctionnement soient possibles. La Fig.20c) montre une simulation basée sur le même circuit et le même moteur qu'en 2.2) où la poursuite de mission est réalisée sur deux bras seulement déphasés à 60° mais au prix (fort) d'une réduction de tension de moitié et d'une forte ondulation sur le point

milieu capacitif (passage d'une fréquence apparente de $3 \times F_{\text{mod}}$ en mode normal à F_{mod} en mode dégradé secours sur le courant alternatif basse-fréquence au point milieu).

La littérature est abondante sur le sujet avec, dans la plus part des cas, des solutions complexes et peu réalistes. Une solution très élégante est proposée dans [25] et reproduite en Fig.20d). Elle consiste à rendre actif le point milieu par un bras auxiliaire à trois niveaux réalisé par un flying cap bicellulaire, à rapport cyclique de 50% ($V_{\text{pm}} = E/2$, ondulation de tension nulle en sortie). Cette astuce permet de moduler ce point milieu en mode secours ($E, E/2, 0$) afin de préserver un système de tension triphasé appliqué au moteur non dégradé, i.e. à 100% de la tension et de la puissance. Le prix à payer se situe cette fois sur les deux autres bras non défaillants et la nécessité de bloquer leurs diodes de clamp ou de les isoler par un sectionneur passif, car la pleine modulation active au point milieu ($E, E/2, 0$) vient appliquer la pleine tension du bus (i.e. E) sur les interrupteurs ouverts dimensionnés pour $E/2$ des bras non défaillants. Une fois cette opération d'isolement des diodes de clamp, les deux bras non défaillants sont assignés à un mode dégradé à deux niveaux avec la nécessité de gérer l'équilibrage statique et dynamique des IGBT en série sans l'aide du point milieu [22].

Pour retrouver un fonctionnement plus sain et préserver 100% de la tension et donc de la puissance, nous proposons le schéma de la Fig.20e) dans lequel le concept de bras secours commun à connexion spontanée, présenté en deux niveaux, est ici appliqué au NPC. Tout défaut interne se traduit par la double isolation des pôles DC et du point milieu du bras défaillant, lequel est automatiquement connecté à un quatrième bras par deux diodes d'aiguillage permettant la continuité de la phase. Les deux autres bras continuent leur fonctionnement normalement en trois niveaux par le point milieu commun DC. Outre le maintien des performances, il faut noter ici que le point milieu n'est en aucune manière perturbé contrairement aux solutions précédentes.

3.2) Cas de l'onduleur ANPC

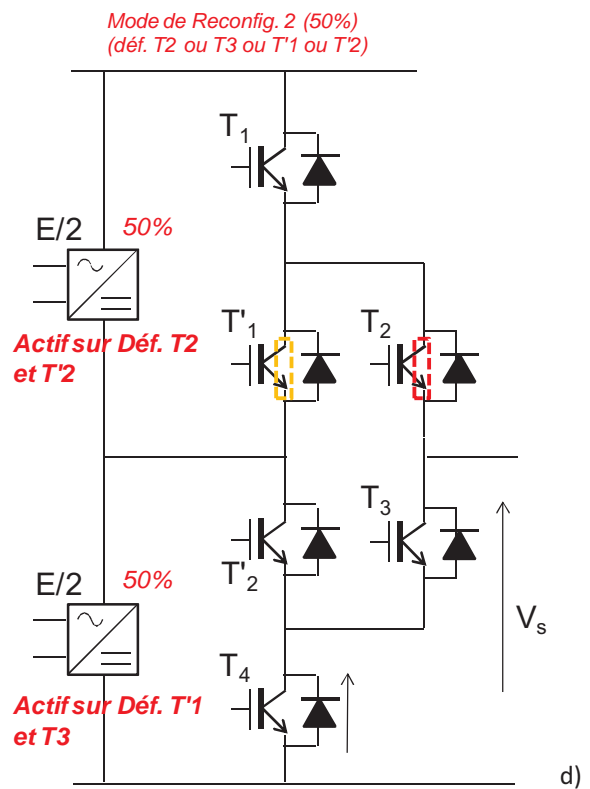
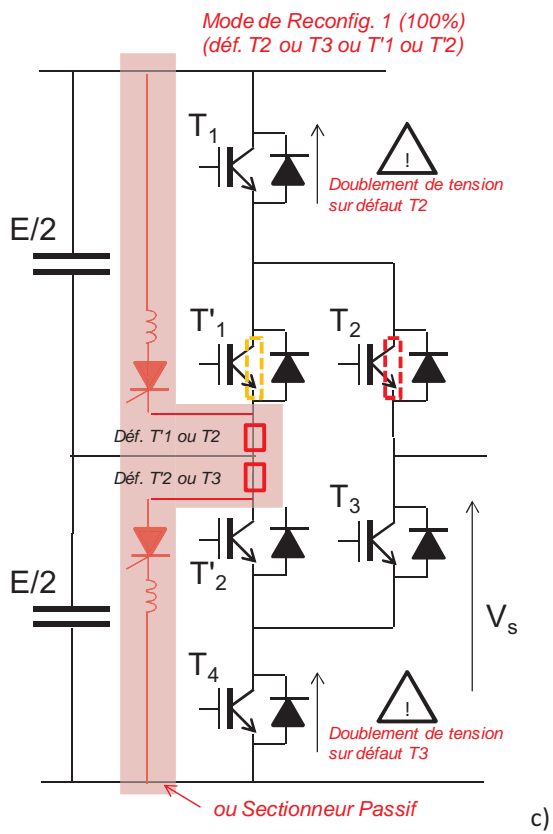
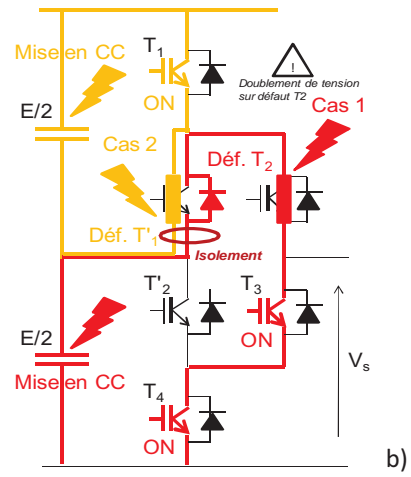
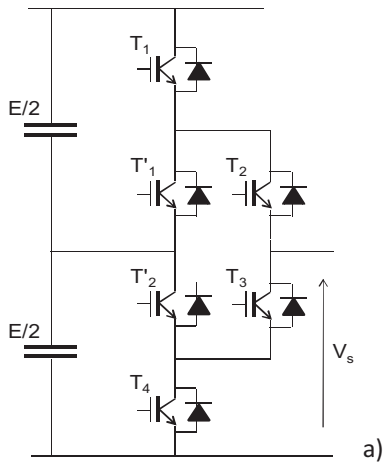
La structure ANPC (Active Neutral Clamped Diode) est rappelée en Fig.21a). Grâce à l'ajout de deux transistors en parallèle avec les deux diodes de clamp, la structure dispose maintenant de deux branches de connexion réversibles en parallèle pour réaliser le niveau de tension intermédiaire $V_s = E/2$ [26]. Partant de deux fausses cellules imbriquées en version NPC, l'ANPC s'apparente à une véritable topologie à trois cellules pouvant être réellement indépendantes et offrant de nombreux modes de pilotage MLI et des degrés de liberté supplémentaires pour la distribution des pertes et la tolérance de pannes notamment. Nous n'allons pas dresser ici un inventaire exhaustif des modes de défaillance et des stratégies de reprise car une telle étude mériterait un chapitre à part entière et nous évoquerons ce sujet en fin de mémoire comme une des perspectives à ce travail. Néanmoins, en résumé, nous présentons dans la suite les deux classes de défauts qui caractérisent la structure ANPC :

- la première classe porte sur les défaillances d'au moins un interrupteur dans la zone centrale du bras ANPC, comme l'illustre la Fig.21b), i.e. T_2 ou T_3 ou T'_1 ou T'_2 . Dans ce cas, une maille de court-circuit interne apparaît pour les niveaux $V_s \in \{E, 0\}$, identiquement à la structure NPC. Un premier mode de reconfiguration (mode 1) est proposé en Fig.21c) : il consiste à isoler uniquement la branche défaillante impliquant $T_2 - T'_1$, resp. $T_3 - T'_2$, du côté du point milieu, par l'ensemble formé du fusible F'_1 et du thyristor Th'_1 resp. F'_2 et Th'_2 (une variante à

sectionneur passif commandé est possible). Comme cela est très bien présenté par les auteurs dans [25], cette stratégie d'isolement sélectif et local permet une poursuite de mission sans mode dégradé en trois niveaux de point de vue des formes d'ondes en utilisant la redondance offerte par les deux branches centrale en parallèle. Néanmoins, comme pour le NPC, un doublement du calibre en tension est nécessaire sur T_1 et T_4 pour résister au défaut sur T_2 ou T_3 . Par ailleurs, la mise en œuvre de cette stratégie implique une détection et une localisation très sélective du défaut qui reste à concevoir et à valider dans le futur. Un deuxième mode de reconfiguration (mode 2) consiste à accepter une réduction de moitié de la plage de modulation en ne transférant la puissance que par la demi tension supérieure du bus DC (défaut sur T_2 ou T'_2) ou inférieure (défaut sur T_3 ou T'_1) et en gérant l'équilibrage du point milieu par deux alimentations isolées externes comme cela est représenté en Fig. 21d)

- la seconde classe porte sur les défaillances localisées sur un des deux interrupteurs complémentaires à la zone centrale, comme l'illustre la Fig.21e), i.e. T_1 ou T_4 . Dans ces conditions, lorsque T_1 est défaillant resp. T_4 , le niveau $V_s = 0$ resp. $V_s = E$, implique là encore un doublement du calibre en tension aux bornes de T_2 resp. T_3 pour accepter une poursuite du fonctionnement comme le montre le mode de reconfiguration (mode 3) en Fig. 21f). Nous proposons deux alternatives qui consistent, soit à accepter une réduction de moitié de la plage de modulation en ne transférant, là encore, la puissance que par la demi-tension supérieure du bus DC (cas d'un défaut sur T_4) ou inférieure (cas d'un défaut sur T_1) et en gérant l'équilibrage du point milieu par deux alimentations isolées externes comme cela est représenté par le mode de reconfiguration 4 en Fig.21g) ; soit à isoler complètement le bras ANPC par ses trois pôles sur le bus DC incluant le point milieu, à travers les fusibles F_+ , F_- et F_{PM} et par deux thyristors crowbar Th_{DC} et Th_{PM} (de nombreuses variantes possibles incluant un sectionneur passif commandé) en mode de reconfiguration 5 . Ainsi, la Fig.21h) donne, sur une phase, le schéma d'isolement complet du bras ANPC et sa connexion à un bras secours mutualisé selon le concept du brevet [19], utilisant seulement deux diodes de connexion supplémentaires.

Comme l'indique la Fig. 38, l'intérêt des modes de reconfiguration 2, 4 et 5 est la possibilité de suppléer à n'importe quel défaut interne en préservant une marche secours à 100% de la tension et de la puissance sans qu'il faille surdimensionner en tension les composants des bras principaux et du bras secours.



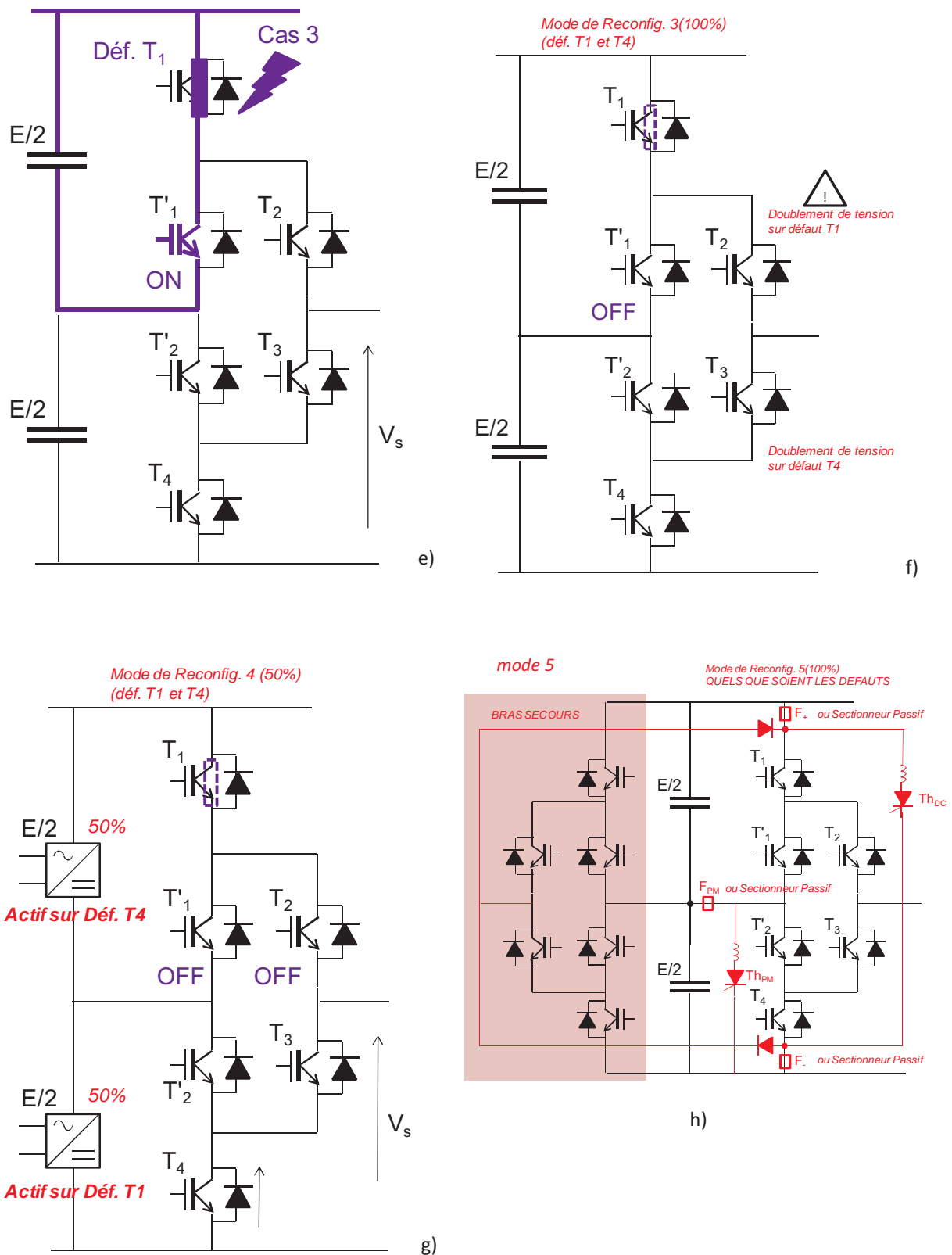


Fig.21 Modes dégradés et modes de reconfiguration d'un onduleur ANPC à trois niveaux, a) topologie de référence, b) défaut dans la zone centrale sur T_2 ou T_3 ou T'_1 ou T'_2 , c) reconfiguration en mode 1 par isolement d'une branche centrale défaillante, d) reconfiguration en mode 2 par alimentation partielle du bus DC (50%), e) défaut dans la zone complémentaire sur T_1 ou T_4 , f) reconfiguration en mode 3 par blocage d'une cellule, g) reconfiguration en mode 4 par alimentation partielle du bus DC (50%), h) mode 5, application du brevet [19] à l'onduleur ANPC et schéma d'isolement complet et de connexion spontanée à un bras secours mutualisé.

4) Conclusion du chapitre 1

Ce chapitre introductif nous a permis de rappeler les causes et les conséquences des défaillances critiques internes susceptibles d'entraver le fonctionnement nominal des circuits onduleurs et hacheurs deux niveaux et multiniveaux, prenant en compte soit le claquage initial d'une puce de puissance, soit l'application d'une commande parasitée. De nouvelles solutions ont été proposées et largement déclinées permettant de concilier la sécurité électrique "ultime" intégrée et la continuité de mission, parfois au prix d'une marche à puissance réduite. Toutes ces solutions dites de "dernier secours" se distinguent par leur faible coût technologique, leur caractère peu défiabilisant et leur intégrabilité au sein de substrats fonctionnalisés et plus généralement au sein de nouveaux modules de puissance dont le design reste à imaginer au-delà de ce travail de thèse.

Nous avons ainsi montré que la neutralisation de la seule maille de court-circuit du bus DC n'est pas suffisante et qu'une seconde maille de défaut, nettement plus énergétique car impliquant les impédances de la charge, doit être neutralisée également afin de sécuriser complètement la cellule de commutation initialement défaillante et son environnement rapproché.

Pour permettre l'isolement électrique simultané de ces deux mailles de défaut, une fonctionnalité nouvelle de rupteur-fusible a été proposée : elle comprend au minimum deux voies d'isolement pouvant être couplées et déclenchables spontanément en mode fusibles intégrés ou par une commande unique en mode fusibles commandables moyennant un auxiliaire centralisé d'allumage, ou encore en mode rupteurs mécaniques moyennant l'apport d'un matériau énergétique mutualisé à l'ensemble des voies (sectionneur pyrotechnique intégré multivoies).

Nous avons démontré que l'insertion de ces deux voies d'isolement sur les pôles du bus DC permet de rendre complètement modulaire, optionnel et adaptable une telle fonction vis-à-vis d'un large panel d'utilisation. Cette manière de l'insérer permet également de neutraliser plus aisément son impédance parasite d'insertion par un découplage local directement aux bornes de la cellule qui en est dotée.

Ce mode d'insertion offre également la possibilité au concepteur de secourir la cellule et la phase défaillante soit par une connexion classique en parallèle et par la sortie de la dite cellule, soit par une connexion radicalement complémentaire et plus exotique en série et par l'entrée de ladite cellule. C'est précisément ce nouveau mode de connexion de nous souhaitons privilégier dans cette thèse et dans la suite des chapitres car elle exploite de façon naturelle le premier mode de défaillance intrinsèque des puces de puissance sous la forme d'une impédance résiduelle très peu ohmique. Nous avons ainsi proposé une nouvelle structure de redondance exploitant cette propriété : l'ajout d'un coupleur aiguilleur à diodes sur chaque cellule active permet de connecter spontanément une cellule de secours unique en redondance passive mutualiser à n'importe quelles des cellules actives.

Nous avons montré la richesse de cette solution en la déclinant respectivement, dans le cadre de cette thèse, en onduleur, hacheur et aux principales structures NPC et ANPC dont une extension à trois voies du rupteur-fusible doit être réalisée. Dans tous ces schémas, nous avons également souligné que l'ajout d'un auxiliaire de déclenchement permet de s'affranchir du mode de défaillance initial par la création de chemins de connexion supplémentaires en mode secours grâce à l'insertion d'un unique interrupteur par cellule active.

Comme l'illustre la Fig.22, la mise en œuvre de cette idée passe par :

- le développement et l'adaptation de technologies permettant la réalisation des rupteurs-fusibles intégrables (ex. dans l'épaisseur d'un assemblage multicouche ou en report d'un DBC, SMI) d'une part tel que cela sera présenté dans le chapitre 2,
- des choix technologiques comparés visant à durcir le mode de défaillance en court-circuit des puces de puissance d'autre part, comme cela sera présenté au chapitre 3.

Le chapitre 4 présentera logiquement la synthèse de cette conception et son évaluation à travers un démonstrateur.

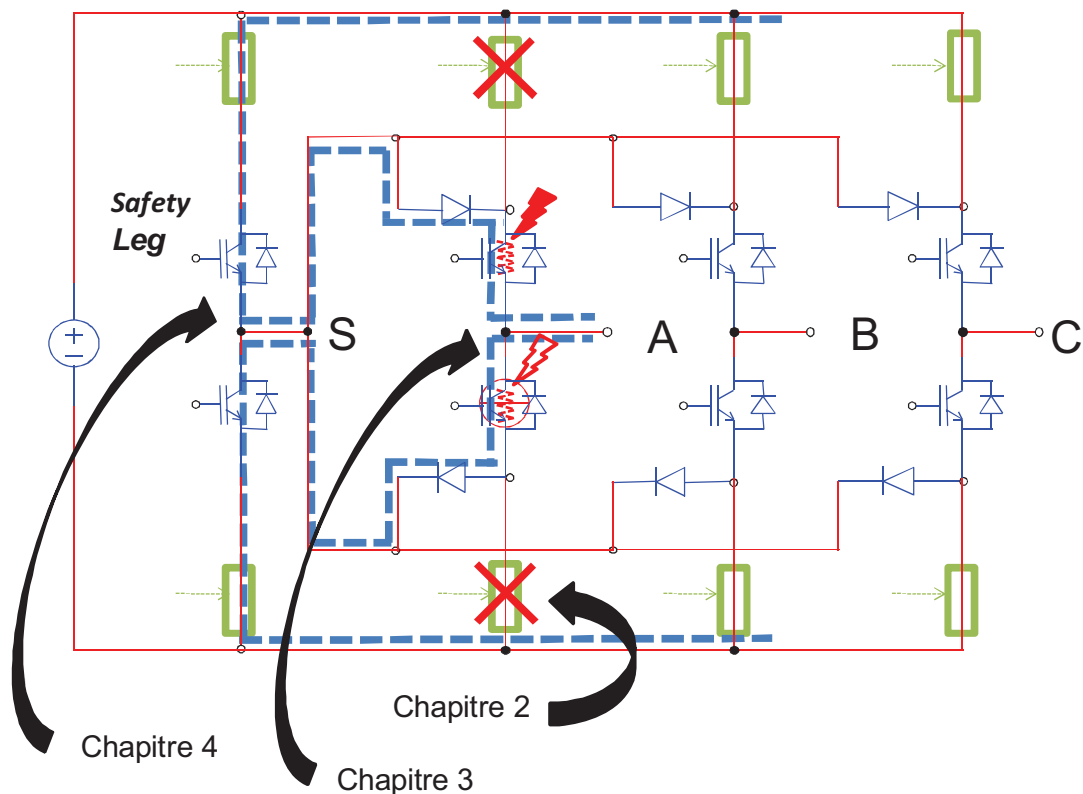


Fig.22 Enchaînement des étapes de conception et de caractérisation pour le prototypage d'un onduleur sécurisé à tolérance de panne.

5) Références du chapitre

- [9] Philippe Baudesson, Sûreté de fonctionnement des convertisseurs, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multiniveaux à IGBT, thèse de doctorat soutenue le 26 octobre 2000 à l'Enseeiht – INP Toulouse.
- [10] Jérôme Vallon, Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes, thèse de doctorat soutenue le 17 décembre 2003 à l'Enseeiht – INP Toulouse.
- [11] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A Survey of the Reliability with an Analysis of Faults on Variable Frequency Drives in Industry", 6th European Power Electronics and Applications Conference, Sevilla, Spain, 1995, pp. 1033 – 1038.
- [12] Robert A. Hanna, Shiva Prabhu, "Medium-Voltage Adjustable-Speed Drives – Users' and Manufacturers' Experiences", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 33, n°6, November/December 1997, pp. 1407 – 1415.
- [13] Shaoyong Yang, Angus Bryant, Phil Mawby, Dawei Xiang, Li Ran, Peter Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, IEEE ECCE international conference 2009.
- [14] W. Wu, C. Fan, Y. Wang, W. Cui, "SEM Investigation on IGBT Latch-up Failure", 6th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology", 2001, Proceeding, Vol.2, 22 – 25 october, pp. 1040 – 1042.
- [15] Viet-Son DUONG, Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT, thèse de doctorat soutenue le 03 Juillet 1997 à l'ENSIEG – INP Grenoble.
- [16] S. Gentury, J.Assal, D.Schneider, S.Eicher, "Innovative metal system for IGBT press-pack modules", ISPSD 2003, April 14 – 17, Cambridge, pp. 110 – 113.
- [17] Semisouth Corporation - USA, White Paper WP-SS2 – SiC JFET Gate Driver and Layout Considerations, http://www.semisouth.com/application/WP-SS2_JFET_Gate_Driver_and_Layout.pdf
- [18] Konrad S., New driver stage for voltage – controlled components with integrated short-circuit protection, European Power Electronics Journal, Vol. 4, n°3, septembre 1994.
- [19] Sotirios Gekenidis, Ezatollah Ramezani and Hansrudi Zeller, Explosion Tests on IGBT High Voltage Modules, ISPSD, May 1999, Toronto, Canada, pp. 129 – 132.
- [20] Lance Schnur, Gilles Debled, Steve Dewar, John Marous, Low Inductance, Explosion Robust IGBT Modules in High Power Inverter Applications, IEEE IAS conference, St Louis – USA, October 2002.
- [21] D. Braun D. Pixler P. LeMay, IGBT Module Rupture Categorization and Testing, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5 – 9, 1997.
- [22] Jérôme Mavier, Convertisseurs génériques à tolérance de panne – Applications pour le domaine aéronautique, thèse de doctorat soutenue le 22 mars 2007 à l'Enseeiht – INP Toulouse.

- [23] Jérôme Vallon, Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes, thèse de doctorat soutenue le 17 décembre 2003 à l'Enseeiht – INP Toulouse.
- [24] Nishida Nobuya and Co., A novel Series of Intelligent Power Modules "V1", Bodo's Power systems, June 2010, pp. 24 – 27.
- [25] S. Konrad, I. Zverev, Protection concepts for rugged IGBT modules, European Power Electronics Journal, Vol. 6, n°3-4, Dec. 1996.
- [26] Jae-Chul Lee, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, Dong-Seok Hyun, A Control Method for Improvement of Reliability in Fault Tolerant NPC Inverter System, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 18-22 June 2006.
- [27] Nouvelles structures de redondance pour convertisseurs statiques, Dépôt de brevet INP Toulouse, Université Toulouse Mirail, Université Montpellier II, Numéro de demande 1055523, Numéro de soumission 1000084136, Date de réception 07 juillet 2010, Références SAIC INPT : BFF 10P0156/VCA, Demandeur Institut National Polytechnique de Toulouse, F.Richardeau, E.Sarraute, J.-J. Huselstein, Th.Martiré.
- [28] Nadia Bouhalli, Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés, thèse de doctorat soutenue le 11 décembre 2009 à l'Enseeiht – INP Toulouse.
- [29] J. Rodriguez, S. Bernet, P.K Steimer, I.E. Lizama, A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, July 2010.
- [30] G. Flury, B.Gollentz, C. Conilh, Fault-tolerant inverter for subsea applications, Congrès European Power Electronics and Applications, Barcelone, 2009.
- [31] Satish Gunturi, Daniel Schneider, On the Operation of a Press Pack IGBT Module Under Short Circuit Conditions, IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, VOL. 29, NO. 3, AUGUST 2006, pp. 433 – 440.
- [32] J. Rodriguez, P. Lezana, J. Pou, S. Ceballos, T. Meynard and F. Richardeau, Survey on Fault Operation on Multilevel Converters, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, Issue 7, pp. 2207 – 2218, July 2010.
- [33] Salvador Ceballos, Josep Pou, Igor Gabiola, José Luis Villate, Jordi Zaragoza, and Dushan Boroyevich, Fault-Tolerant Multilevel Converter Topology, IEEE ISIEE 2006, July 9 – 12, Montréal, Québec, Canada, pp. 1577 – 1582.
- [34] T. Brückner, S. Bernet, and H. Güldner, The active NPC converter and its loss-balancing control, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 3, pp. 855–868, June 2005.

Chapitre 2

Conception et évaluation d'un rupteur-fusible multivoies, à assistance pyrotechnique, intégré sur PCB, pour l'isolement de défauts internes d'un convertisseur.

Sommaire du chapitre 2

1) Introduction et l'objectif du chapitre	52
2) Rappel des caractéristiques fonctionnelles	52
3) Cahier des charges du prototype et présentation de la structure retenue	54
4) Première approche de réalisation d'une membrane sur PCB par usinage mécanique d'une plaque FR4.....	56
5) Essais de rupture à l'air comprimé des premières pièces usinées en FR4	58
6) Analyse par simulation numérique de la dispersion des côtes géométriques et propriétés physiques de la membrane	59
6.1) Analyse de la dispersion des côtes géométriques.....	60
6.2) Influence de la variation de l'épaisseur X de la saignée à épaisseur Y de la membrane constante.....	60
6.3) Influence de la variation de l'épaisseur Y de la membrane à épaisseur X de la saignée constante.....	61
6.4) Analyse de la dispersion des paramètres mécaniques.....	61
7) Eléments de conception de l'allumage pyrotechnique dans la chambre de combustion.....	63
7.1) Rappel sur les matériaux énergétiques :	63
7.2) Plate-forme chauffante CMS :	64
7.3) Dimensionnement de la charge pyrotechnique et performances :	65
8) Assemblage des premières membranes et premiers essais pyrotechniques fonctionnels	67
9) Deuxième approche de réalisation : membrane par "prépreg ARLON" – Technologie circuit – imprimé améliorée.	69
10) Eléments de conception électrique des fusibles PCB.....	73
10.1) Premier dimensionnement en I^2T_p	74
10.2) Analyse électrothermique statique sous COMSOL.....	75
10.3) Extension de l'étude à la détermination de la structure circulaire finale.....	81
11) Validation expérimentale de la conception du fusible PCB.....	83
11.1) Comportement électrothermique statique	83
11.2) Comportement électrique dynamique	84
11.3) Essais en basse tension – 150V	86
11.4) Essais sous 300V – 600V.....	89
12) Conclusion du chapitre	92
13) Référence du chapitre	93

1) Introduction et l'objectif du chapitre

Le chapitre précédent a permis d'identifier les fonctionnalités et les structures d'isolement sur défaut(s) interne(s) des onduleurs 2 niveaux et 3 niveaux de type NPC et ANPC. Le dispositif permettant de réunir l'ensemble des fonctionnalités sera désigné dans la suite "rupteur-fusible". Comme le rappelle la Fig. 1a), il est constitué, au minimum, de deux sections d'isolement couplées, placées à l'entrée de la cellule de commutation. Les Fig. 1.b) et 1.c) sont des cas particuliers où les sections présentent un point commun ou bien un nombre réduit de sections utilisées selon qu'une protection électronique auxiliaire est utilisée. Dans tous les cas et dans les grandes lignes, le cahier des charges du dispositif d'isolement propose les options suivantes :

- un mode fusible, correspondant à une fusion synchrone ou quasi-simultanée des sections d'isolement, par l'intermédiaire du court-circuit du bus DC (crowbar naturel ou déclenché par thyristor auxiliaire par exemple),
- un mode rupteur, correspondant à un déclenchement simultané, par une commande dédiée, intégrée et peu énergétique, des différentes sections d'isolement, sur une période électrique ; cette action sera réalisée par l'intermédiaire de l'enfouissement d'un matériau réactif utilisé en micro-actionnement pyrotechnique (collaboration SME – Laplace),
- une confirmation de l'état ouvert ou fermé des voies d'isolement par l'intermédiaire d'une piste de diagnostic,
- une intégration du dispositif dans l'épaisseur d'un PCB standard à niveau de contrainte de 350V, 25A eff / 100Hz et $T_{PCB} \text{ max} = 100^{\circ}\text{C}$.

Après avoir rappelé le cahier des charges du dispositif recherché et la structure que nous avons conçue, ce chapitre présente, dans une première partie, la conception mécanique et les essais qui en découlent. La deuxième partie aborde la technologie d'assemblage de l'ensemble du dispositif ainsi que les premiers essais pyrotechniques. Enfin, dans une troisième partie, la conception électrique et thermique et les essais en mode fusible PCB bi-voies sont présentés. Quelques résultats de fonctionnement des fusibles en situation sont présentés et obtenus avec un prototype onduleur.

2) Rappel des caractéristiques fonctionnelles

Sur le plan fonctionnel, le rupteur-fusible doit être un dispositif entièrement passif, dernier secours à usage ultime, sur défaillance hautement critique, permettant l'isolement spontané en mode fusible ou commandé en mode rupteur de plusieurs pistes de puissance d'une cellule de commutation. Les trois structures de base de la fonctionnalité sont données en Fig.1 dans le contexte général d'une cellule de commutation onduleur de tension. Le dispositif doit permettre d'interrompre le courant de court-circuit de la maille de commutation (mode fusible) ainsi que le court-circuit asymétrique de la charge (mode rupteur) consécutif à la défaillance d'un composant de puissance ou à l'application d'un ordre de commande erroné (voir Annexe 1).

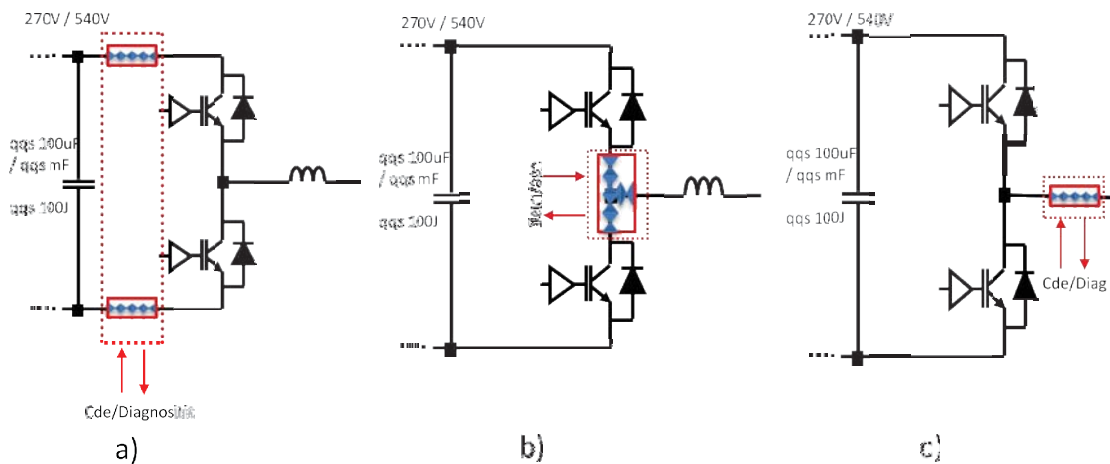


Fig.1) Structure de base du rupteur-fusible.

La cellule étant un tripôle, l'isolement de deux des trois courants suffit à isoler la source d'alimentation et la charge d'un défaut.

La Fig.1a) représente une structure de type quadripôle du dispositif R-F, placée sur les deux pôles de l'entrée continue de la cellule, éventuellement associé à un condensateur de découplage pour compenser l'inductance d'insertion. Les deux voies d'isolement étant à des potentiels différents, une fonctionnalité de couplage des voies devra être ajoutée afin d'isoler symétriquement les pôles en utilisant les deux transistors comme un crowbar. Des protections $V_{ce_{sat}}$ par les drivers peuvent également être ajoutées formant ainsi une redondance. Cette première structure est intéressante par sa modularité. En effet le rupteur-fusible peut être vu comme une option à ajouter en entrée d'un module existant. En outre, cette structure permet de protéger la cellule sur défaut franc à la terre et nous avons montré également au chapitre 1 tout son intérêt pour une connexion directe spontanée d'une cellule secours en parallèle.

La Fig.1b) est un cas particulier de la structure précédente où les deux voies d'isolement présentent un point commun sur la sortie alternative de la cellule. Ce point commun électrique permet un couplage direct des voies plus aisément que dans le cas précédent avec un design plus simple. Néanmoins, cette variante ne présente pas les avantages de modularité "optionnelle", de compensation de l'inductance d'insertion et de protection à la terre de la solution précédente. Par ailleurs, cette structure n'est pas compatible avec le principe de redondance par connexion directe en série d'une cellule secours. Seule une connexion parallèle peut être envisagée contrairement à la solution précédente.

La Fig.1c) est le cas limite d'une seule section rupteur-fusible permettant l'isolement de la charge d'un défaut. L'isolement de la maille de commutation est par ailleurs pris en charge par des protections classiques $V_{ce_{sat}}$ au niveau des drivers, sans aucune redondance contrairement au cas a).

Pour la suite nous avons retenu la solution la plus générique Fig.1a) dont le schéma fonctionnel plus détaillé est donné en Fig.2. Sur le principe, au minimum deux voies d'isolement sont utilisées : connectées en série dans une cellule, elles permettent l'isolement symétrique recherché de manière naturelle ; connectées à l'entrée d'une cellule, elles doivent être couplées par l'intermédiaire de l'auto-allumage d'un matériau énergétique. Ce matériau peut également être initié par un allumage

sur un ordre externe de façon à "commander" l'isolement sur l'ensemble des voies indépendamment des grandeurs électriques du circuit.

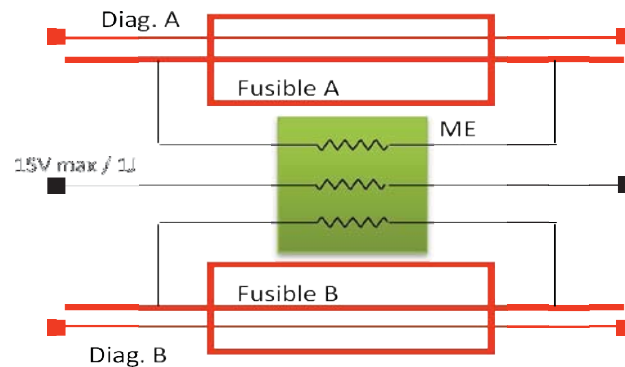


Fig.2 Principe et fonctionnalités du rupteur-fusible.

3) Cahier des charges du prototype et présentation de la structure retenue

Le dispositif rupteur-fusible doit pouvoir être intégré dans un convertisseur 270V/540V avec une tenue à l'isolement d'au moins 1kV. Pour le prototype, la charge sera de 50A crête, 35A efficace, soit un courant de 25A efficace pour les deux sections fusibles du bras de l'onduleur. En mode rupteur, le délai à l'isolement doit être inférieur à 100ms (justification donnée par les simulations de l'Annexe 1). Une température ambiante maximale de 60°C est préconisée.

La structure retenue pour le dispositif est donnée en coupe en Fig.3. Celle-ci est constituée de deux pièces principales PCB cylindriques usinées et gravées en verre époxy standard FR4 1,6mm et Cu 18µm ou 35µm :

- une chambre de combustion à l'extrémité de laquelle se trouve une fine membrane (zone de rupture mécanique) sur laquelle les pistes de puissance sont gravées. Cette chambre est destinée à recevoir la matière énergétique et à être pressurisée jusqu'à la rupture de la membrane. Une piste de diagnostic est aussi gravée sur cette membrane.

- une carte de commande permettant l'initiation et la combustion de la matière énergétique (nitrocellulose) au moyen de résistances CMS dispersées et utilisées en plate-forme chauffante. Dans la configuration complète, trois résistances sont utilisées : deux pour l'auto-allumage et le couplage des deux fusibles, une pour la commande externe.

Ces deux cartes sont guidées, assemblées puis thermo-collées avec brochage brasé aux deux extrémités pour renforcer l'étanchéité et la rigidité mécanique. Les broches assurent la connexion électrique de puissance et de diagnostic avec la carte de commande et la carte test en dessous. La carte de commande est fixée sur une carte de puissance test par brochage amovible pour plus de flexibilité lors des tests.

Partant de ce principe, d'autres structures peuvent être imaginées : retournées, simple ou double face, alignées ou pas avec la carte de puissance. Seule la structure à fusible simple face à l'extérieur de la chambre a été réalisée aujourd'hui.

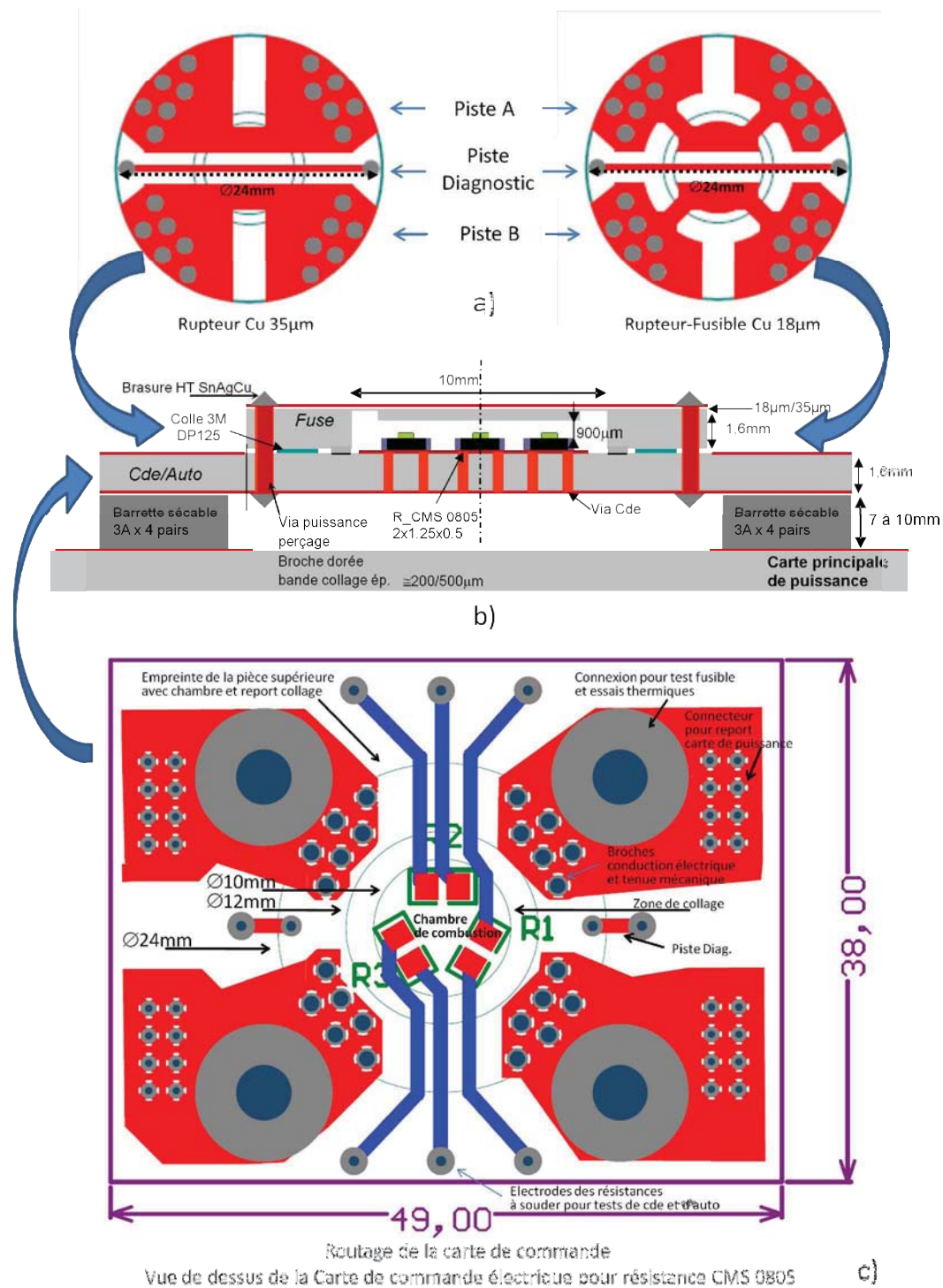


Fig.3 Structure assemblée et intégrée du rupteur-fusible à deux voies et routage de la carte de commande du rupteur-fusible.

La figure.3.c) montre le routage de la carte de commande. Les trois résistances CMS sont distantes de 3mm afin de tenir une isolation électrique de 1kV dans le pire cas i.e. en l'absence de vernis épargne. Cette carte de commande a fait l'objet d'un développement conjoint avec la société SME et de nombreux tests de dépôt de nitrocellulose et de délais d'initiation en fonction de la densité de puissance. Ces tests sont présentés plus loin.

De notre côté, nous avons surtout travaillé sur l'optimisation géométrique de la membrane, le process technologique de réalisation (usinage mécanique ou report prépreg), le choix des matériaux et le dimensionnement des sections d'isolement gravées sur la couche de cuivre en face avant.

Dans un premier temps, nous avons réalisé plusieurs campagnes de réalisation de membranes et de caractérisation de la pression de rupture. En effet, cette pression de rupture est une donnée essentielle pour la détermination du volume de nitrocellulose à déposer sur les CMS.

4) Première approche de réalisation d'une membrane sur PCB par usinage mécanique d'une plaque FR4

Dans cette première approche, la pièce FR4 est usinée à l'aide d'une machine d'usinage mécanique à commande numérique, disponible à l'atelier de mécanique du Laplace. Cette machine utilise une fraise en diamant et possède une résolution de l'ordre de $\pm 10\mu\text{m}$.

Avant toute chose, il a s'agit de définir une épaisseur et un diamètre de la membrane assurant globalement un bon compromis entre facilité d'usinage, miniaturisation et valeur de la pression de rupture. La pression conduisant à la rupture d'une membrane homogène encastree peut être modélisée à l'aide de la formule suivante issue de l'ouvrage de S. Timoshenko [2] :

$$q_{charge} = \frac{4}{3} \sigma_{rupture} \left(\frac{h}{a} \right)^2 \quad (1)$$

Avec :

h : épaisseur de la membrane (m),

a : rayon de la membrane (m),

$\sigma_{rupture}$: contrainte de rupture du matériau,

q_{charge} : pression de rupture appliquée uniformément à la membrane (Pa).

Cette formule repose sur la connaissance de la contrainte de rupture $\sigma_{rupture}$ du matériau qui est extrêmement délicate à déterminer car elle dépend de nombreux facteurs géométriques (ici, membrane circulaire), physiques (ici membrane stratifiée en FR4 et cuivre à température donnée) et des conditions de chargement mécanique (ici membrane encastree et chargée mécaniquement de façon uniforme par la pression générée dans la chambre de combustion).

Hors, certains fabricants donnent une valeur de contrainte de rupture à la flexion, mais mesurée dans les conditions imposées par la norme ISO178 (de l'ordre de 400MPa pour une plaque de FR4 nue standard). Cette valeur de contrainte est déterminée sur un échantillon de type poutre supportée sans contrainte et chargée en son milieu (3 points de chargement). Ces conditions ne correspondant pas à notre application, nous avons estimé ce coefficient de contrainte à la rupture à partir des essais de rupture de membrane présentés plus loin.

- ❖ $\sigma_{rupture}$ de l'ordre de 2.8GPa pour une membrane cuivrée sans lisière (Cu 35 μm)
- ❖ $\sigma_{rupture}$ de l'ordre de 900MPa pour une membrane cuivrée nue sans lisière

Chapitre 2

La loi fondamentale de variation de la pression de rupture en $(h/a)^2$ a été vérifiée sur quelques pièces. Par exemple, le passage d'un diamètre de 10mm à 7mm, pour une membrane de l'ordre de 120 μ m, augmente la pression de rupture de 21,4bars à 37,9bars. Cette dernière valeur devient excessive et conduit à un volume de matière énergétique trop important.

Nous avons donc convenu de retenir pour la suite de ce travail des membranes d'épaisseur 120 μ m et de diamètre 10mm. Cependant, afin de pouvoir assurer une rupture précise et reproductible de la membrane à une pression calibrée, nous avons décidé d'y adjoindre une saignée, réalisée à la lisière de la membrane, de façon à matérialiser une zone de faiblesse contrôlée. Cette astuce offre en outre l'avantage de pouvoir jouer ensuite sur l'épaisseur de la membrane elle-même, qui n'intervient plus qu'au deuxième ordre sur la pression de rupture, afin de rigidifier la membrane et favoriser une rupture avec un « effet bouchon » et de pouvoir éventuellement moduler le volume final de la chambre de combustion et l'adapter au dépôt de matériau énergétique.

Les Fig.4.a) et Fig.4.b) montrent une coupe et une photo d'une membrane usinée dans une plaque de FR4. Comme décrit précédemment, on visualise la lisière associée à la membrane. La largeur de la lisière (côte Y) a été fixée à 1mm, valeur qui correspond au diamètre de la plus petite fraise diamant dont nous disposons. Pour ajuster le procédé d'usinage, plusieurs pièces ont été réalisées avec différentes épaisseurs de membrane et de profondeur de lisière, mesurées au moyen d'un micromètre mécanique pour arriver à une côte relativement reproductible de 120 μ m comme l'indique la Fig.4. c).

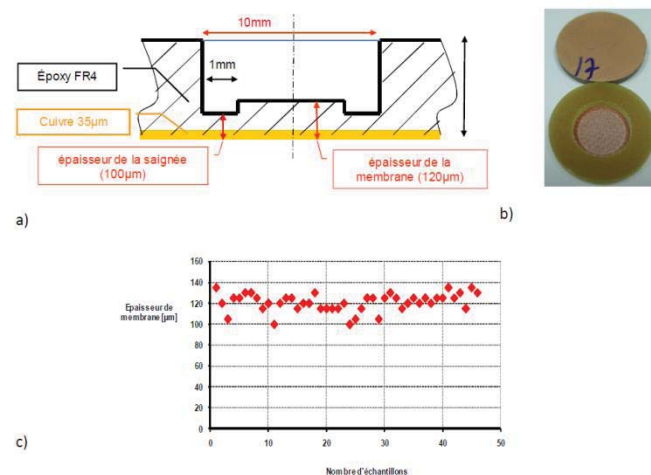


Fig.4.a) Coupe de la chambre FR4 usinée, b) Photo d'une pièce usinée, c) Test de reproductibilité de l'épaisseur de membrane 120 μ m ($\sigma=8.5\mu$ m).

Remarque : Le FR4 est constitué de 8 couches de tissus de fibres de verre de 200 μ m \pm 5 μ m imprégnées par une résine liquide d'époxy injectée. La tolérance finale est donc de 1,6mm \pm 40 μ m dans le meilleur des cas. Pour s'affranchir de cette tolérance de fabrication, toutes les côtes d'usinage des pièces FR4 sont référencées (Z=0) en face arrière, côté membrane, en butée sur la plaque support de la pièce montée.

5) Essais de rupture à l'air comprimé des premières pièces usinées en FR4

Plusieurs lots de membranes usinées dans des plaques de FR4 cuivrées ou non sur une face (Cu 35 μ m) ont été testés à l'aide d'un montage à air comprimé installé à cet effet dont une photo est donnée en Fig.5.a). Une première chambre permet de confiner une quantité d'air à une pression maximale calibrée par un contrôleur de pression et un manomètre. Une seconde chambre permet de libérer, à pression croissante, cette quantité d'air à la chambre de combustion afin de déterminer précisément la pression de rupture à $\pm 0,1$ bar. La photo de la Fig.5.b) montre clairement l'intérêt d'une lisière pour sectionner nettement le Cu en bord de membrane. Sur la base de ce montage, le graphique de la Fig.5.c) donne une synthèse des mesures de dispersion des pressions de rupture obtenue pour un lot de 35 membranes usinées à 120 μ m en valeur moyenne et une lisière de profondeur variable.

Remarque : Il faut noter que compte-tenu du mode opératoire, la profondeur de la lisière n'est pas mesurée directement mais elle est déduite par différence entre l'épaisseur totale de la pièce et l'épaisseur de la membrane.

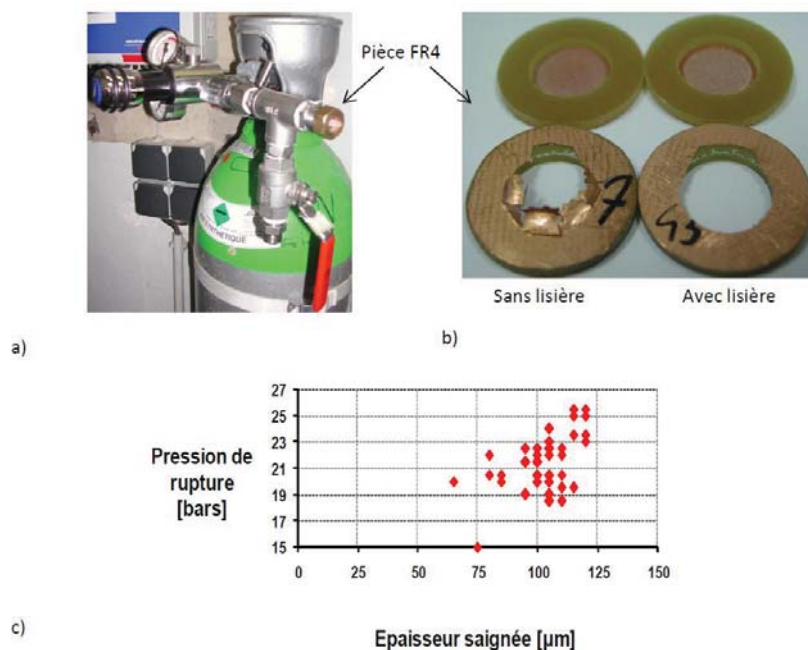


Fig.5.a) Montage à air comprimé pour la mesure de la pression de rupture des membranes, b) Photo de membranes éclatées sans lisière et avec lisière et c) Mesure des pressions de rupture d'un lot de 35 membranes 120 μ m avec lisière.

La pression moyenne de rupture avec Cu 35 μ m est de 21 Bars. Cette valeur est intéressante car elle représente le pire cas pour le dimensionnement de la matière énergétique correspondant à une fonctionnalité rupteur avec cuivre épais. Notons que l'absence de lisière fait croître la pression moyenne de rupture à 26,5bars avec une piètre qualité de rupture.

Enfin, quelques pièces en matériau FR4 classique usinées à 120 μ m avec 10mm de diamètre, sans cuivre, sans lisière ont été testées avec une pression de rupture de 7bars. Ce dernier test montre

logiquement l'impact non négligeable, sur la pression de rupture, de la couche de cuivre qui renforce la nature stratifiée de la membrane.

6) Analyse par simulation numérique de la dispersion des côtes géométriques et propriétés physiques de la membrane

Dans la continuité de ces résultats pratiques, nous avons voulu analyser l'impact des imprécisions d'usinage liées à la machine utilisée ($\pm 10\mu\text{m}$) ainsi que des éventuelles dispersions des propriétés physiques du matériau FR4, sur la pression de rupture.

Cette analyse a été faite de façon numérique à l'aide du module de calcul mécanique du logiciel COMSOL™. Compte-tenu de la symétrie géométrique offerte par le dispositif et du mode d'actionnement mécanique par une pression uniforme dans la chambre de combustion, nous avons utilisé un modèle simplifié de simulation, en mode 2D Axi-symétrique (Fig.6a). La concentration des contraintes étant localisée en bord de membrane, cette région est plus fortement maillée que le reste du dispositif (Fig.6b).

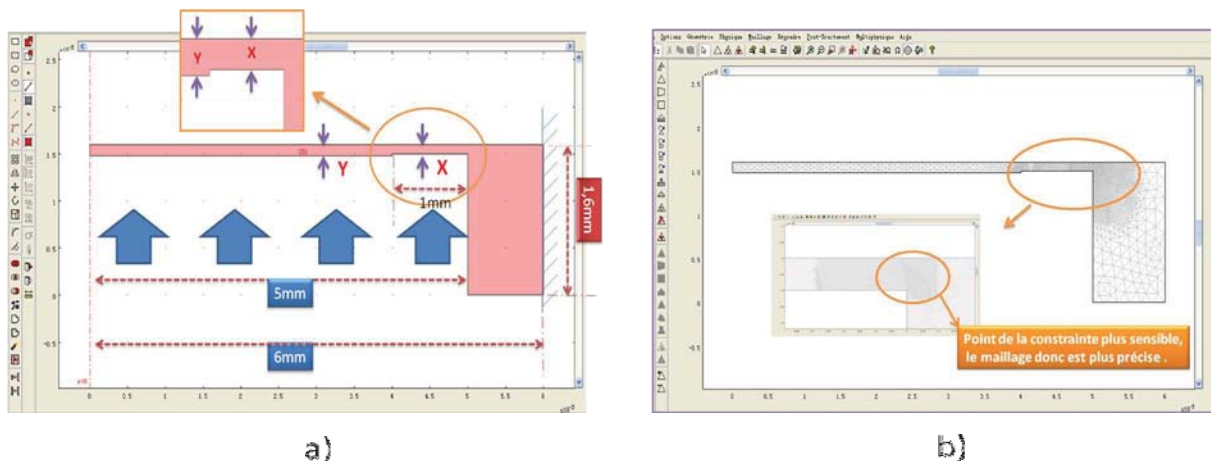


Fig.6 a) Modèle de membrane b) le maillage sous logiciel COMSOL™.

Comme nous l'avons expliqué précédemment, il est difficile de prédire la rupture d'un solide. Néanmoins, il est possible de déterminer si un champ de contraintes dans une pièce est acceptable ou non en utilisant des critères de plasticité qui permettent de savoir, sous des sollicitations données, si une pièce se déforme plastiquement ou si elle reste dans le domaine élastique. Dans notre cas, nous avons utilisé le critère énergétique de Von Mises qui est directement calculé avec COMSOL.

Il est important de noter que nous avons réalisé une analyse en régime statique. Dans la réalité, la dynamique de la montée en pression de la chambre de combustion joue un rôle non négligeable et favorable sur la contrainte de rupture.

Enfin, la nature stratifiée du FR4 n'est pas prise en compte ; les paramètres physiques utilisés pour la simulation correspondent à des valeurs moyennes globales données par les constructeurs. Par contre, la présence ou non de la couche de cuivre sur la face avant du FR4 peut être étudiée avec COMSOL.

6.1) Analyse de la dispersion des côtes géométriques

Le diamètre et l'épaisseur de la membrane ont été précédemment fixés à des valeurs de 10mm et 120 μm , assurant globalement un bon compromis entre facilité d'usinage, miniaturisation et valeur de la pression de rupture. Le paramétrage de la géométrie de membrane est présenté à la Fig.7. La face arrière de la membrane comprend une lisière (gorge) afin de concentrer le champ de contrainte à la périphérie et de provoquer une rupture nette et relativement calibrée. L'épaisseur de la lisière est fixée à 1mm pour des raisons pratiques d'outillage.

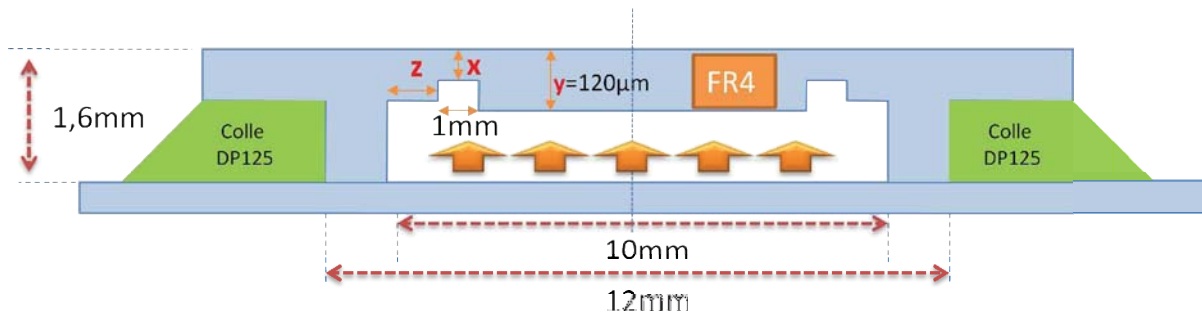


Fig.7 Paramétrage de la géométrie de membrane.

Il s'agit donc à priori d'analyser l'influence d'une variation des trois côtes X (épaisseur de la lisière), Y (épaisseur de la membrane) ou Z (positionnement de la lisière) sur la pression de rupture de la membrane. Cependant, on comprend de façon intuitive, que l'efficacité de la lisière est maximale lorsqu'elle est usinée à la périphérie de la membrane ($Z=0$). Ainsi, au final, seules deux côtes sont à analyser : l'épaisseur Y de la membrane et la profondeur X de la lisière.

6.2) Influence de la variation de l'épaisseur X de la saignée à épaisseur Y de la membrane constante

L'épaisseur de la membrane est fixée à une valeur constante $Y=120\mu\text{m}$. Seule la profondeur X de la saignée varie avec des pas de $10\mu\text{m}$. Sur le tableau 1 ci-dessous, nous avons relevé la contrainte de rupture maximale obtenue pour différentes valeurs de X et de pression de charge. On constate qu'une variation de 10% de X impacte dans les mêmes proportions la contrainte de rupture. Ce résultat montre donc une influence relativement modérée de la précision d'usinage (limitée à 10%) de la lisière, ce qui est un bon indicateur pour la reproductibilité du fonctionnement du dispositif. Cela supposera cependant de sur-dimensionner la quantité de matériau énergétique pour assurer dans tous les cas la rupture de la membrane.

X profondeur de la saignée	ΔX	$\Delta\alpha$ (21.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ (5.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ (2.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ AVERAGE
100 μ m(reference)	0%	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
110 μ m	10%	12,68%	12,65%	12,68%	12,67%
120 μ m	20%	15,78%	15,75%	15,78%	15,77%

Tab.1 Influence de la variation de l'épaisseur X de la saignée à épaisseur Y de la membrane constante.

6.3) Influence de la variation de l'épaisseur Y de la membrane à épaisseur X de la saignée constante

L'épaisseur de la saignée est cette fois fixée à une valeur constante $X=100\mu$ m. Seule la profondeur Y de la membrane varie avec des pas de 10μ m. Comme précédemment, sur le tableau 2 ci-dessous, nous avons relevé la contrainte de rupture maximale obtenue pour différentes valeurs de Y et de pression de charge. On constate qu'une variation l'épaisseur Y de la membrane impacte de façon un peu moindre la contrainte de rupture globale, dans la mesure où la profondeur de la lisière est déterminante ($X=100\mu$ m). Cependant, ce résultat montre une influence plus importante que celle que nous supposions au départ, même si la grandeur dimensionnante de base reste l'épaisseur X de la lisière.

Y Epaisseur de la membrane	ΔY	$\Delta\alpha$ (21.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ (5.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ (2.10 ⁵ Pa)	$\Delta\alpha$ AVERAGE
100 μ m	-16,67%	-14,07%	-14,08%	-14,07%	-14,07%
110 μ m	-8,30%	-7,23%	-7,20%	-7,23%	-7,22%
120 μ m (référence)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
130 μ m	8,30%	6,49%	6,50%	6,49%	6,49%
140 μ m	16,67%	11,80%	11,82%	11,80%	11,81%

Tab.2 Influence de la variation de l'épaisseur Y de la membrane à épaisseur X de la saignée constante.

6.4) Analyse de la dispersion des paramètres mécaniques

La qualité des plaques de FR4 peut être variable d'un fabricant à l'autre et les paramètres physiques (ici mécanique) différents. Comme précédemment, nous avons cherché analyser l'impact de cette dispersion sur la valeur de la contrainte de rupture.

Le modèle choisi nous conduit à définir trois paramètres mécaniques :

❖ E , le module d'Young [Pa],

Chapitre 2

- ❖ ν , le coefficient de Poisson,
- ❖ ρ , la densité massique [kg.m^{-3}]

Pour mesurer la dispersion possible, nous avons fait une recherche bibliographique sur les paramètres mécaniques du FR4 donnés par différents fabricants ([5] [6] [7] [8]) Le tableau ci-dessous Tab.3 montre une synthèse des résultats obtenus.

Paramètres	Domaine des valeurs	Moyenne
E (Module de Young)	17,9 ---- 24GPa	20,9GPa
ν (Coefficient de Poisson)	0,12 ---- 0,2	0,16
ρ (Densité)	1700 ---- 1900Kg/cm ³	1800g/cm ³

Tab.3 Bilan sur les propriétés mécaniques du FR4.

Les résultats ci-dessous montrent que l'impact de la dispersion des paramètres mécaniques du FR4 est très minime. Ces résultats sont intéressants en termes de reproductibilité des performances de nos dispositifs.

E (GPa)	ΔE	valeur max de contrainte (GPa) Von Mises	$\Delta \alpha$
14,63	-30%	1,861	0%
16,72	-20%	1,861	0%
18,81	-10%	1,861	0%
20,9 (référence)	0%	1,861	0%
22,99	10%	1,861	0%
25,08	20%	1,861	0%
27,17	30%	1,861	0%

Tab.4.a) Sensibilité par rapport à E-module de Young.

ν (l)	$\Delta \nu$	valeur max de contrainte(GPa) Von Mises	$\Delta \alpha$
0,112	-30%	1,946	-4,57%
0,128	-20%	1,918	-3,06%
0,144	-10%	1,889	-1,50%
0,16 (référence)	0%	1,861	0,00%
0,176	10%	1,833	1,50%
0,192	20%	1,805	3,01%
0,208	30%	1,778	4,46%
0,224	40%	1,751	5,91%
0,240	50%	1,724	7,36%
0,256	60%	1,697	7,81%
0,272	70%	1,670	10,26%
0,288	80%	1,644	11,56%

Tab.4.b) Sensibilité par rapport à ν - Coefficient de Poisson.

P(kg/m ³)	valeur max de contrainte(GPa) Von Mises	$\Delta\alpha$
1650	1,861	0%
1700	1,861	0%
1750	1,861	0%
1800 (référence)	1,861	0%
1850	1,861	0%
1900	1,861	0%
1950	1,861	0%

Tab.4.c) Sensibilité par rapport à ρ - densité.

7) Éléments de conception de l'allumage pyrotechnique dans la chambre de combustion

En marge des investigations sur la conception mécanique du rupteur - fusible, nous avons mis en place et développée dans le cadre du projet Casarel – FRAE une collaboration étroite avec la société SNPE-Matériaux Energétiques, Division Prospective et Valorisation technologique, localisée au centre de recherche du Bouchet en région parisienne (CRB). Cette société conçoit et développe (par sa filiale PyroAliance™) des micro-systèmes et dispositifs pyrotechniques complets pour l'armement, l'industrie et les applications embarquées. Les chercheurs et ingénieurs du CRB possèdent l'expertise, les moyens de simulation et d'essais nécessaires à la conception des charges et initiateurs pyrotechniques pour composants et dispositifs à des échelles millimétriques et centimétriques comme le rupteur-fusibles que nous souhaitons concevoir.

Les étapes de travail menées en commun ont porté sur la conception des plates-formes chauffantes, le dimensionnement et le dépôt de la matière énergétique et enfin, l'assemblage des pièces puis les essais pyrotechniques des rupteurs. Les résultats sur les deux premiers points sont résumés dans ce paragraphe, le troisième point portant sur l'assemblage et présenté dans le paragraphe suivant avec quelques résultats d'essai au Laplace et au CRB.

7.1) Rappel sur les matériaux énergétiques :

Il s'agit de polymères à très forte énergie de cohésion moléculaire (enthalpie élevée), produit sous la forme de poudres ou de gels, capables de libérer une forte énergie chimique et calorifique avec un apport d'énergie relativement restreint. Le matériau est typiquement initié par un choc thermique (au moyen d'une plate-forme électro-thermique, d'une diode laser, d'une décharge ESD, ...). Lorsque que l'onde de chaleur traverse une pellicule suffisamment épaisse de matériau celui-ci devient réactif et se décompose à partir d'une température locale de 80°C et sur un temps minimum de quelques ms (le matériau s'enflamme à 180°C). Il rentre alors dans une phase de combustion : une forte quantité de gaz chaud est ainsi créée pouvant être exploitée sous forme thermique et mécanique (c'est notre cas). Lorsque le gaz est enfermé dans une chambre, la pression ainsi créée doit pressuriser puis claquer la membrane du rupteur – fusible. On obtient ainsi un actionneur complètement passif (inerte, enfouis et réactif sans apport d'oxygène) et à très forte capacité d'intégration dans l'épaisseur d'un PCB.

Le matériau retenu pour notre application est une nitrocellulose tout court dilué permettant de générer théoriquement 6kJ/cm³ ou 3,6kJ/g de matière correspond à 0,9L/g à 20bars de pression.

Cette énergie est disponible à des échelles de temps de quelques dizaines de ms à quelques centaines (initiation, décomposition et combustion) selon la densité de puissance thermique (flux de chaleur) qui est injectée à travers la paroi du matériau.

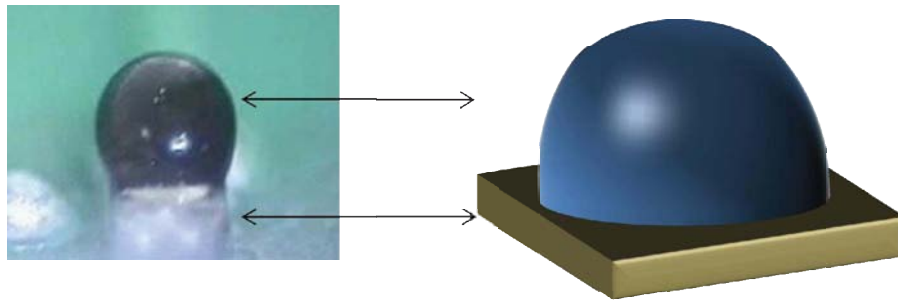
A titre de valeurs de référence, des essais d'allumabilité menés par la SME à l'aide d'un laser CO₂ a permis de montrer la relation directe entre la densité de flux de chaleur injecté et le retard total à la combustion comme le montre les valeurs du Tab. 5. Ces résultats montrent tout l'intérêt qu'il y a à maximiser la densité du flux pour gagner en rapidité à condition de disposer d'une plate-forme chauffante à très faible constante de temps thermique (<ms) et capable de transmettre le flux de manière homogène et sans déperdition à la paroi du matériau.

ϕ [W/cm ²]	Retard total à la combustion [ms]	Energie [J/cm ²]
100	11	1,1
70	24	1,7
40	91	3,6

Tab.5 Caractérisation intrinsèque de la nitrocellulose diluée à 12% et initiée par source laser CO₂ (doc. SME).

7.2) Plate-forme chauffante CMS :

Bien que le principe de l'initiateur par claquage ou arc électrique d'un fil chaud noyé dans la matière ait été envisagé et testé initialement, nous avons rapidement convergé vers une solution plus simple, plus reproductible et intégrable à base de résistance CMS miniature de type 0805 (2x1, 25x0,5mm³ – 2W@1ms). Comme le montre la Fig.8, le film résistif est placé en surface du corps sur un substrat céramique. Ce film est isolé et protégé par un vernis de quelques dizaines de microns susceptible de produire un transfert thermique très rapidement au matériau énergétique déposé au dessus. La résistance constitue la plate-forme électrothermique sur laquelle, après dégraissage plasma, la nitrocellulose est déposée en fines couches superposées à l'aide d'un robot de dépose. Les faibles dimensions de ces résistances permettent de les agencer au nombre de trois (une pour l'allumage de l'ensemble, deux pour envisager un auto-allumage des fusibles) au sein d'un diamètre de 10mm. Comme le montre les relevés par thermographie IR en Fig. 8, cette résistance fait apparaître un spot chaud très localisé, i.e. un transfert du flux de chaleur circonscrit sur un disque équivalent à moins d'1mm². A la différence des résistances plus conventionnelle et de plus grande taille, une excellente qualité de dépôt devra donc être réalisée entre la surface de la CMS et la première couche d'accroche de la nitrocellulose afin d'assurer le transfert de chaleur.



Goutte de vernis sur CMS 0805 avant le séchage

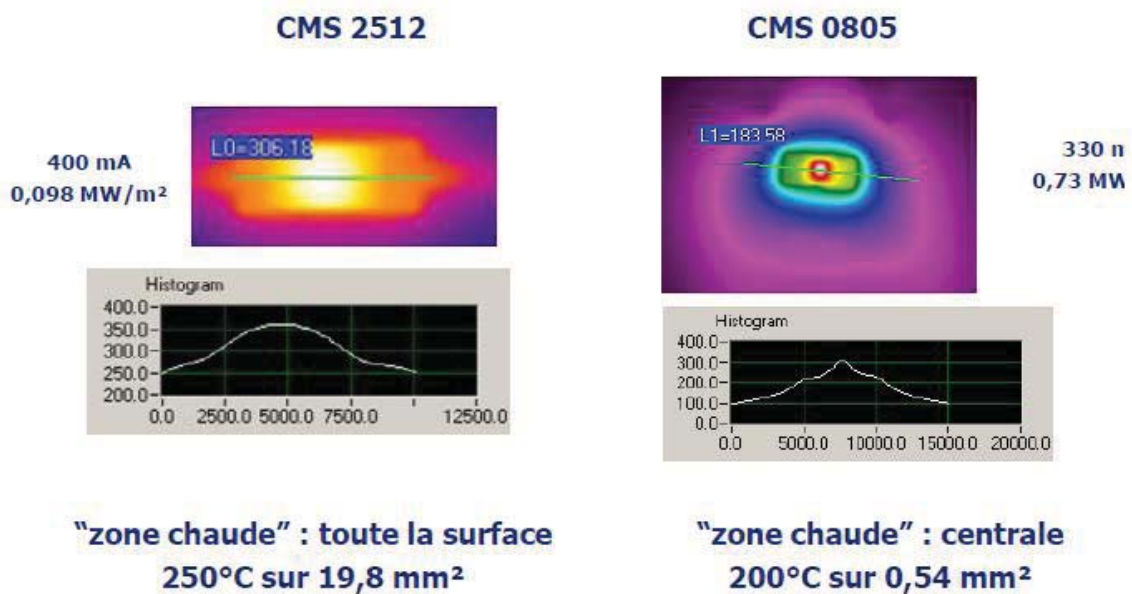
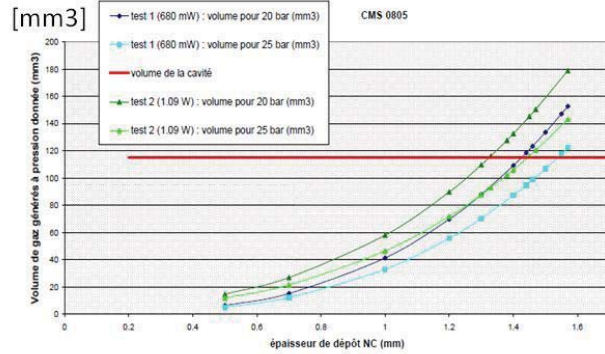


Fig.8 Rappel de la structure des résistances CMS et caractéristique thermique statique.

7.3) Dimensionnement de la charge pyrotechnique et performances :

Pour des questions de confidentialité liée au projet CASAREL - FRAE, nous nous limiterons dans ce paragraphe à ne donner qu'un résumé des résultats d'essais pyrotechniques obtenus en collaboration avec SME. Les Fig.9 a) et b) donnent, sous forme expérimentale, la relation entre l'épaisseur de la couche de nitrocellulose et le volume de gaz généré pour une densité de puissance donnée, pour deux types de résistance CMS (0805 et 2512). Les résultats montrent qu'une CMS 0805 ne peut générer qu'un volume très faible de 20mm³ de gaz (soit 1/10 du volume requis) compte tenu de la limitation de l'épaisseur du dépôt en surface. A contrario une CMS 2512 peut, à elle seule, générer la quantité nécessaire au prix d'un encombrement excessif qui ne permet de ne loger qu'une seule résistance dans la chambre de combustion. Pour rendre compatible la solution à CMS 0805, le volume apparent de la chambre doit être réduit. Pour cela une résine silicone, à tenue haute température est injectée afin de combler le volume libre la chambre et de pressuriser celle-ci dès les premières molécules de gaz générées.

Volume pressurisé à 20bars / 25bars



Sur CMS 0805 :

- Dépose monocouche (~0,05 mm) et multicouche (jusqu'à 8 couches, soit une épaisseur de 0,5 mm)

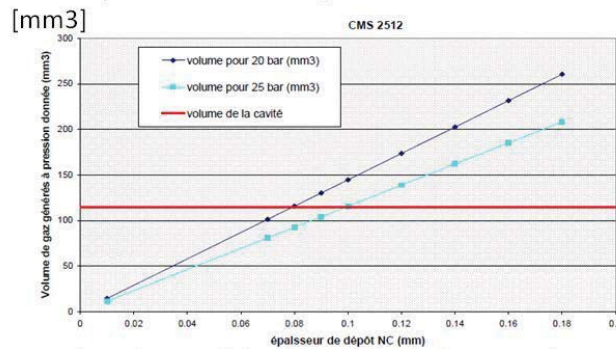


Dépôt monocouche



Superposition de 8 couches

Volume pressurisé à 20bars / 25bars



Données sur la Nitrocellulose

Génération de gaz $\approx 0,9\text{L/g}$
Energie : $6\text{kJ/cm}^3 - 3,6\text{kJ/g}$

Sur CMS 2512 :

- Dépose monocouche (~0,05 mm) sur toute la surface de la CMS



Surépaisseur au centre



Bonne qualité de dépose : couche uniforme sur toute la surface

Fig. 9 Détermination du volume de gaz généré par les plates-formes chauffantes CMS en fonction de l'épaisseur du nitrocellulose déposé en surface, a) CMS 0805, b) CMS 2512.

Pour conclure sur ce volet pyrotechnique, les courbes des Fig.10 sont intéressantes à nos yeux car elles donnent la relation entre la densité de puissance à injecter dans la résistance et les temps de réactivité de la matière énergétique. Les résistances sont alimentées en courant régulé de manière à ce que la densité de puissance injectée soit une grandeur toujours croissante (la résistance augmente avec la température provoquant un emballement jusqu'à saturation de l'alimentation). Les résultats montrent qu'un flux maximum de 70W/cm^2 (en prenant en compte la surface d'échange totale présentée par la CMS, ou 200W/cm^2 en prenant compte la surface en contact avec le matériau) peut être utilisé afin de minimiser le temps de réaction. Pour cette valeur, le film résistif se fissure par contraintes thermomécaniques passant d'un état ohmique à un circuit ouvert irréversible (résistance détruite) auto-isolant spontanément la source du circuit d'allumage en toute sécurité. Cette valeur extrême mais optimale vis-à-vis de l'efficacité énergétique et de la réactivité sera maintenue dans la suite des essais, elle tend à se rapprocher de l'optima mis en évidence avec la source laser de la Fig.8.

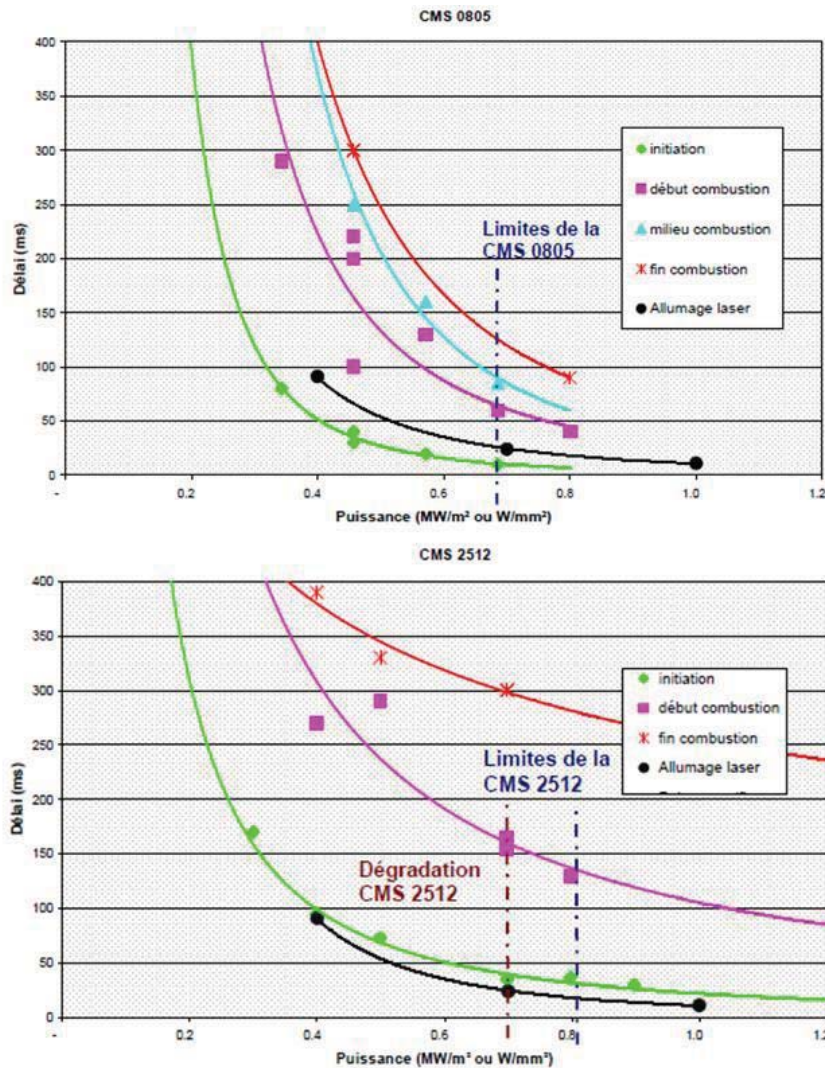


Fig.10 Relation entre la densité de puissance injectée dans les résistances CMS et les différentes phases réactives de la nitrocellulose tout court déposer sur : a) CMS 0805, b) CMS 2512.

8) Assemblage des premières membranes et premiers essais pyrotechniques fonctionnels

Considérant un premier lot de membranes FR4 usinées par voie mécanique, nous nous sommes attaqués à l'étape suivante consistant à réaliser l'assemblage complet du dispositif. Cet assemblage comporte deux pièces principales : la membrane – chambre usinée d'une part et la carte support devant recevoir la charge pyrotechnique d'autre part. Entre ces deux pièces, les liaisons électriques (pistes puissance et piste diagnostic) sont réalisées par des broches dorées en parallèle, assurant les liaisons entre les pistes fusibles ou rupteur de la face avant vers la carte support en face arrière. Ces broches sont dimensionnées et parallélisées pour un courant de 25Aeff à travers des passages de via non métallisés. Le report entre les deux pièces est guidé, ajusté puis collé et pressé par une résine époxy 3M™ DP125 par polymérisation à température ambiante pendant au moins 48h. Ce process a été testé et validé pour être chimiquement et thermiquement non intrusif et non défilabilisant vis-à-vis du matériau énergétique utilisé sur les résistances CMS servant de charge pyrotechnique. La Fig.11 montre les principales étapes d'assemblage des deux pièces dont on peut noter l'insertion de

broches auxiliaires et de pièces supports supplémentaires dédiées uniquement à l'opération d'assemblage.

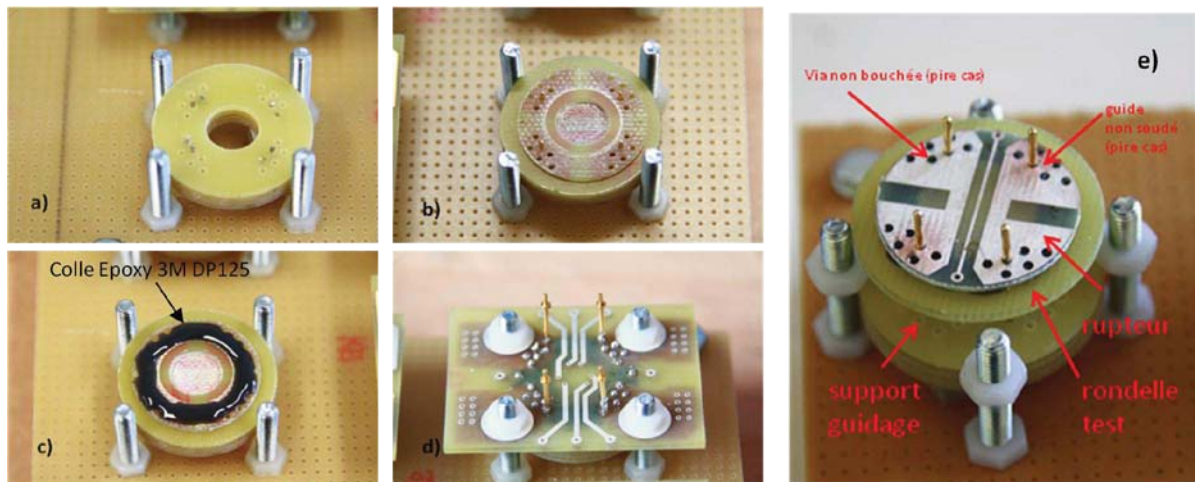


Fig.11 Principales étapes d'assemblage entre les pièces membrane et carte de commande pyrotechniques, a) support de pièce auto-maintenue, b) pré-guidage de la pièce membrane, c) dépôt manuel à la seringue du cordon de colle dans l'épaule de la pièce membrane, d) assemblage et guidage de la seconde pièce carte de commande, puis embrochage et polymérisation de la résine, e) vue d'ensemble de l'assemblage.

La figure 12 montre les résultats de la première campagne d'essais pyrotechniques réalisée en collaboration avec les équipements de la SME, sur les assemblages des pièces précédentes et en utilisant les résultats des tests de dépôt sur CMS de la SME. Pour assurer une pressurisation complète, les chambres de combustions ont été remplies par une résine silicone souple, à haute résistance à la température et incompressible, permettant de réduire le volume apparent de la chambre. Sur les 9 pièces formant ce lot, seule une pièce a permis d'obtenir le sectionnement pyrotechnique de la membrane cuivrée. Les autres pièces ont révélé soit un défaut structural de la membrane (perçage localisé), soit un remplissage incomplet de la chambre et donc une pression insuffisante, soit un défaut de collage en périphérie de pièce. Parmi tous ces points perfectibles il s'avère que les défauts d'usinage mécanique de la membrane s'avèrent les plus critiques et c'est précisément sur cet axe que nous avons travaillé par la suite. Les autres points seront corrigés et traités lors de la seconde campagne d'essais.

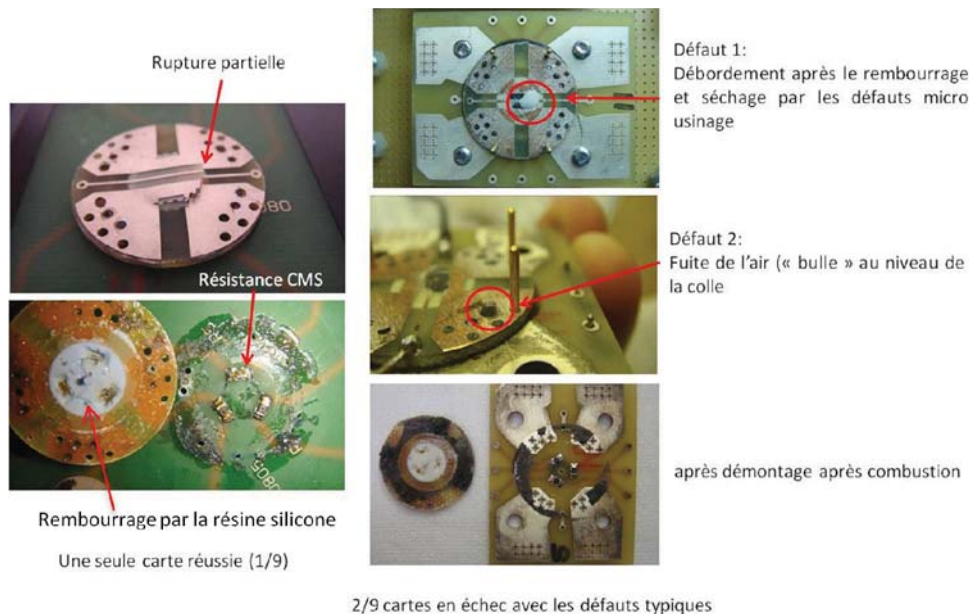


Fig. 12 Résultats et "reverse" des pièces du rupteur – fusible lors de la première campagne d'essais pyrotechniques.

9) Deuxième approche de réalisation : membrane par "prépreg ARLON" – Technologie circuit – imprimé améliorée.

Après la réalisation de nombreux lots en FR4 Isola™ nous avons conclu que la fabrication de membranes par usinage mécanique ne nous permettait pas d'obtenir des résultats reproductibles et réellement fiables et ceci pour deux raisons : la profondeur de la gorge est entachée d'une forte tolérance par un manque de précision de la machine sur l'axe Z ($\pm 20\mu\text{m}$ minimum contre $\pm 10\mu\text{m}$ maximum en XY) d'une part, la nature stratifiée et tissée du matériau implique un mode de sectionnement qui s'apparente plus à du décollement (de la toile tissée) avec une déchirure (de la fibre de verre) largement inhomogène et qui est incompatible avec l'objectif.

A la base, le matériau FR4 est constitué en standard de 8 couches de tissus ($200\mu\text{m} \pm 5\mu\text{m}$) de fibres de verre rectilignes dans lesquelles une résine époxy est injectée. Les couches sont pressées à chaud en suivant un cycle de polymérisation sur lequel nous reviendront ultérieurement. Typiquement le matériau le plus usuel, de marque Isola par exemple, est le 7628 chargé à seulement 45% de résine, c'est aussi le matériau le plus économique. Les composés alternatifs, comme les 106 et 1080 sont respectivement chargés 74% et 65%, ils sont plus résistants aux sollicitations mécaniques (donc moins intéressant dans notre cas) et plus onéreux. En plus de la proportion fibre de verres – résine, la tenue en température de la résine et à l'arc électrique est une caractéristique très importante : trois classes principales apparaissent, l'IS400 avec un T_g de 150°C , l'IS420 avec un T_g de 165°C et le PCL370HL en polyimide avec un T_g de 180°C (température de transition vitreuse pouvant se résumer comme le passage d'un comportement de déformation élastique à un comportement plastique).

Les essais ayant été réalisés avec du 7628 i.e. dans les conditions de fragilité maximale nous n'avons pas jugé utile de creuser cette voie FR4 tissé qui s'est donc révélée être un échec.

Chapitre 2

Nous nous sommes donc orientés vers un autre type de matériau qui présente non plus un tissage régulier de ses "longues" fibres, mais plutôt une structure non tissée (arrangement aléatoire) avec des fibres très courtes. A titre d'exemple, les photos de la Fig.13 donnent une comparaison entre une feuille tissée Isola™ et une feuille non tissée 55NT245 ARLON™ constituée de fibres en aramide fabriquées par DuPont™. Ce type de matériau connaît un essor important depuis quelques années en électronique très haute fréquence car il présente, de par sa macro-structure quasi-isotrope, une faible et constante permittivité d'une part, un coefficient de dilatation dans les trois axes ajustables (de 5 à 20ppm/K en XY par exemple) d'autre part selon la proportion de résine ce qui permet de réduire les contraintes sur les composants CMS entre autres, qu'ils soient montés en surface ou enfouis entre des couches prépreg. Une excellente tenue en température et à l'arc électrique caractérise ce matériau avec un Tg supérieur à 170°C en gamme standard. La présence de fibres aléatoirement distribuées en XY permet de réduire les courants de fuite en surface, problème caractéristiques du FR4 tissé. La proportion résine – fibre est également réglable de 49% à 63% lors de la fabrication. Dans la suite nous avons évidemment retenue la composition présentant la plus faible proportion afin de bénéficier d'une plus grande fragilité de la membrane.

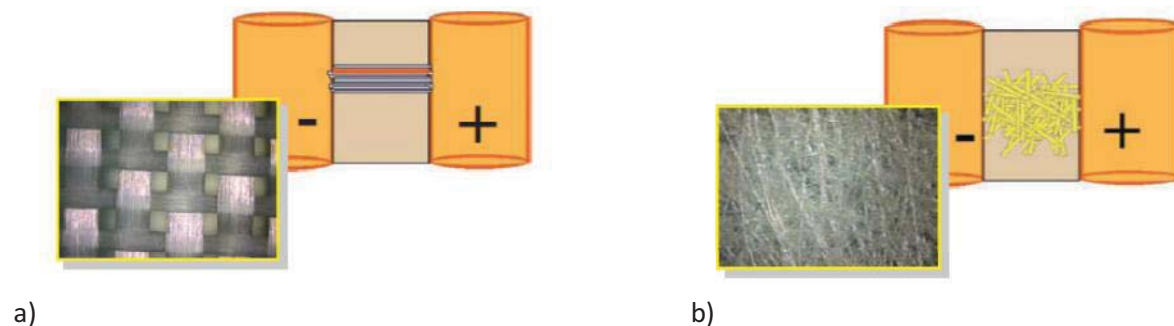


Fig. 13 Comparaison de la structure d'une feuille de tissu en fibres constituant un prépreg de PCB, a) matériau conventionnel en fibres de verre injectées de résine époxyde Isola™, b) nouveau matériau Arlon™ en fibres courtes non tissées en aramide DuPont™.

Ce matériau candidat nous a permis d'imaginer l'assemblage élémentaire de la Fig. 14 et dont quelques photos sont données en fig.15. Un lot de membranes est réalisé directement sous la forme d'une plaque matrice dont les côtes et les pions de centrage – alignement ont été figés pour tous les essais et variantes :

- la première partie du process consiste à réaliser la couche des membranes sous la forme d'une première plaque bi-couche. Celle-ci est constituée d'une feuille prépreg ARLON de 75µm découpées aux dimensions de la matrice. Cette feuille est ensuite polymérisée avec un feuillard de cuivre standard de 18 ou 35µm selon que l'application concerne un rupteur-fusible (18µm) ou un simple sectionneur – rupteur (35µm).
- la seconde partie consiste à coller la couche membrane au support constitué d'une simple plaque FR4 standard 1,6mm de type Isola™ par exemple, préalablement percée aux dimensions des chambres de combustion. La feuille de colle est choisie de manière à ce que le procédé de collage suive un process identique à la polymérisation d'un prépreg, cela permet une réelle fabrication collective.
- la plaque support PCB est ensuite détournée de façon à obtenir le lot de pièces.

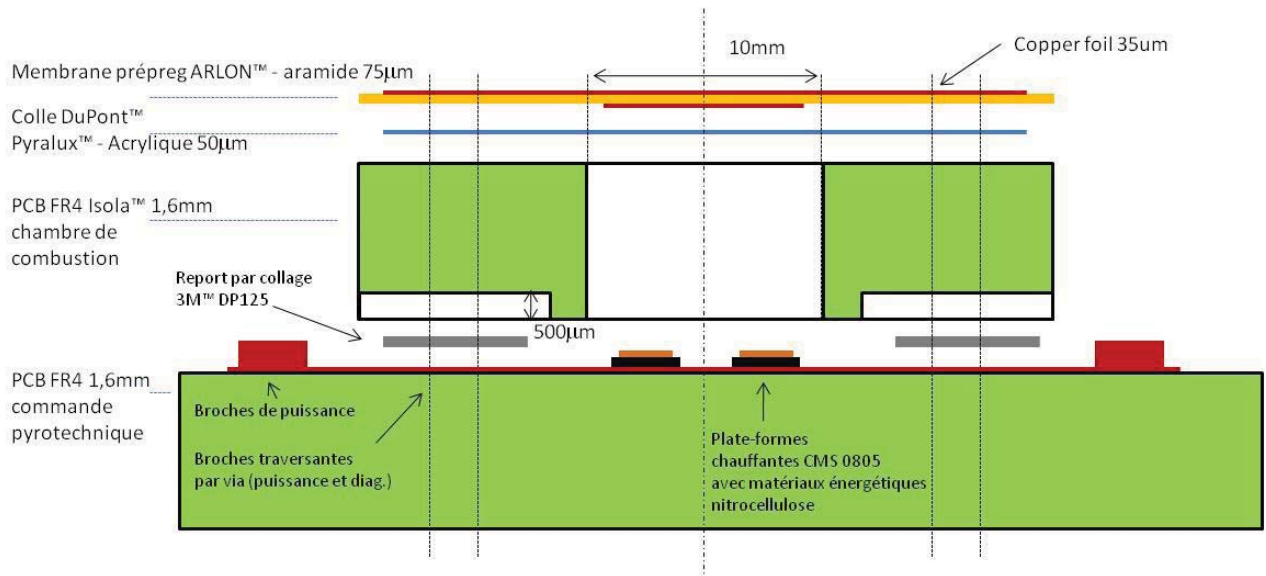
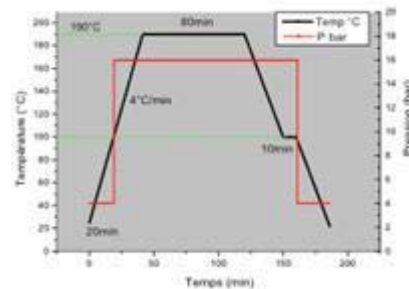


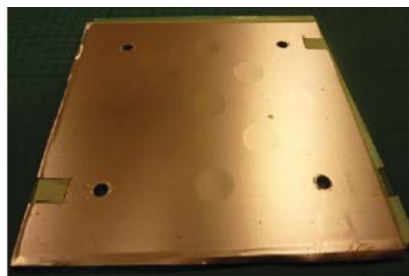
Fig.14 Assemblage final retenu pour la réalisation des nouvelles membranes avec prépreg ARLON™.



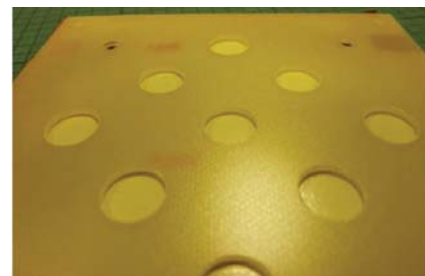
a) Photo de la presse



b)



c)



d)

Fig.15 Photos des principales étapes de fabrication des nouvelles membranes réalisées au Laplace à base du matériau ARLON™: a) presse manuelle avec régulation de température, b) cycle de polymérisation, c) photo d'un prépreg 75um polymérisé avec un feuillard de cuivre 35um (non gravé sur la photo), d) collage du prépreg à la plaque support FR4 Isola™ par une feuille de colle acrylique 50um – DuPont™ Pyralux™ FR0200.

Les Fig.16 montrent les résultats des essais mécaniques de rupture pour deux lots de pièces. Dans un premier temps, les essais préliminaires sont réalisés à l'air comprimé, simulant la charge pyrotechnique de l'application finale. Le premier lot, référencé a), correspond à des pièces avec membranes en prépreg tissé Isola où l'on voit bien les zones de décollement, d'arrachement et de sectionnement du tissu de fibres. Une observation fine montre que c'est surtout la présence du feuillard de cuivre au dessus qui "tend", retient et déporte la région de rupture bien au-delà de la lisière de la membrane, malgré la faible surface de cuivre présentée par les constrictions fusibles. De par la disposition rectiligne des fibres, le sectionnement est très irrégulier, inhomogène ce qui

confère une mauvaise qualité de rupture et surtout une mauvaise localisation du sectionnement. Le second lot de pièces, référencé b), est testé dans les mêmes conditions, avec les mêmes géométries de constrictions gravées sur le feuillard de cuivre et un préreg non tissé ARLON. Cette fois, la rupture est plus nette, régulière et quasi-homogène et se produisant essentiellement sur la zone de lisière de la membrane ce qui est l'objectif recherché. Dans les deux cas nous avons constaté un possible perçage de la membrane en son centre, dans la région inter-drain en cuivre des fusibles (proche de la piste de diagnostic). Cette zone de fragilité doit donc être renforcée par une fine couche massive de renfort en face arrière.

Bien que les résultats du second lot soient encourageants, la Fig.17 montre un zoom x50 obtenu par une loupe trinoculaire sur caméra numérique dans la zone d'arrachement et de rupture de la membrane ARLON. Il apparaît que le matériau se décolle partiellement par clivage – délitage au lieu de se sectionner, avec une séparation des plans de fibres côté membrane d'une part, et côté PCB d'autre part. Là encore la nature fibreuse du matériau se traduit par une mise en tension, un report de contrainte dans le plan XY plutôt qu'une contrainte dominante localisée en Z. Les résultats de cette observation ne nous permettent donc pas de valider définitivement le choix de ce matériau et une recherche exploratoire doit donc continuer.

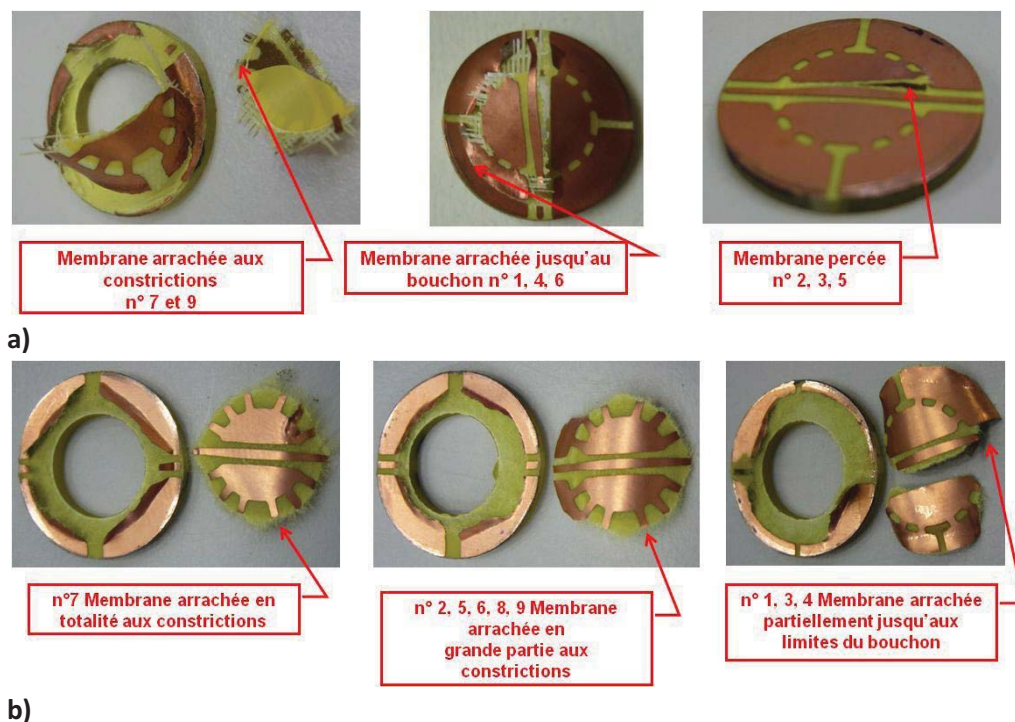


Fig.16 Résultats des essais mécaniques de rupture à l'air comprimé : a) membranes fusibles cuivrées réalisées en préreg 75 μ m Isola (pression moyenne de rupture 18 bars), b) membranes fusibles cuivrées réalisées en préreg ARLON (pression moyenne de rupture 21 bars).

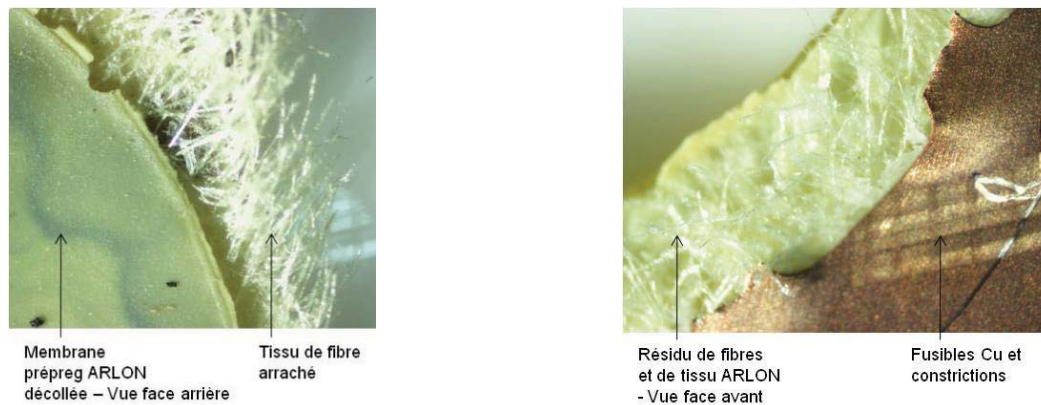


Fig.17 Zoom X50 sur les zones d'arrachement du prépreg ARLON.

En reprenant la structure d'assemblage du paragraphe 8), une nouvelle campagne d'essais pyrotechnique est prévue à l'automne 2011 en collaboration avec la société SME sur le site de recherche du Bouchet en région parisienne. La divulgation des futurs résultats n'est pas encore définie au moment où cette version du mémoire est rédigée.

10) Éléments de conception électrique des fusibles PCB

Il s'agit ici d'apporter quelques éléments de conception des fusibles PCB gravés sur la face avant des membranes, en tenant compte des critères de sensibilité au déclenchement, de pouvoir de coupure et d'échauffement en régime nominal statique. La sensibilité au déclenchement est caractérisée par la contrainte thermique ou I^2T_p . Le pouvoir de coupure est caractérisé par la longueur finale de cuivre qui est ablatée et par la qualité de l'état de surface final de la zone fusible (carbonisation du FR4). Enfin, en régime statique nominal, l'échauffement du fusible ne doit pas dépasser une valeur de température maximale de l'ordre de 100°C pour notre application (FR4 et présence du matériau énergétique).

Un faible I^2T_p (également appelé intégrale d'action ou énergie spécifique) est intéressant pour protéger finement et rapidement un composant. Cet objectif implique des constrictions étroites, une augmentation de la résistance et une élévation importante de la température. Ainsi, les pistes doivent être courtes, associées à des drains thermiques, mises éventuellement en série pour tenir la tension de coupure et parallélisées pour augmenter le courant efficace nominal.

Le choix d'un I^2T_p permet de faire rapidement un premier dimensionnement du fusible, à courant efficace et température donnés. Cependant, dans notre cas, ce calcul néglige la prise en compte différenciée des échanges de température entre la couche de cuivre, le substrat FR4 ou l'air et est mal adapté aux structures multi-constrictions série-parallèle (pistes de cuivre adjacentes). Ainsi, à partir d'un premier dimensionnement en I^2T_p permettant de respecter le critère de sensibilité au déclenchement, nous avons mené une étude de simulation sous COMSOL™, consacrée uniquement à des caractérisations électriques et thermiques statiques, afin d'analyser le comportement en régime nominal d'un fusible PCB multi-constrictions.

10.1) Premier dimensionnement en I^2T_p

Comme nous l'avons déjà précisé, le dispositif doit pouvoir être intégré dans un convertisseur 270V/540V avec une tenue à l'isolement d'au moins 1kV. La contrainte thermique globale du fusible est choisie à **50A²s** (par comparaison au fusible de référence Protistor™ type BS88), pour un courant efficace nominal de **25A**, une température ambiante de 60°C, une température nominale du fusible de **100°C** maximum.

Nous nous sommes intéressés à trois types de géométries de fusibles PCB, représentées Fig.18 : une piste droite et longue, une piste très courte en triangle et une piste mixte. La piste longue est intéressante pour la tenue en tension mais subie un auto-échauffement important qui limite la valeur du courant nominal car les drains thermiques sont éloignés du centre de la piste. Les propriétés sont différentes pour la piste en triangle qui accepte un courant nominal supérieur mais une faible tenue en tension. La géométrie intermédiaire, mixte, peut faire l'objet d'une optimisation et c'est celle-ci qui sera privilégiée dans la suite de la simulation COMSOL.

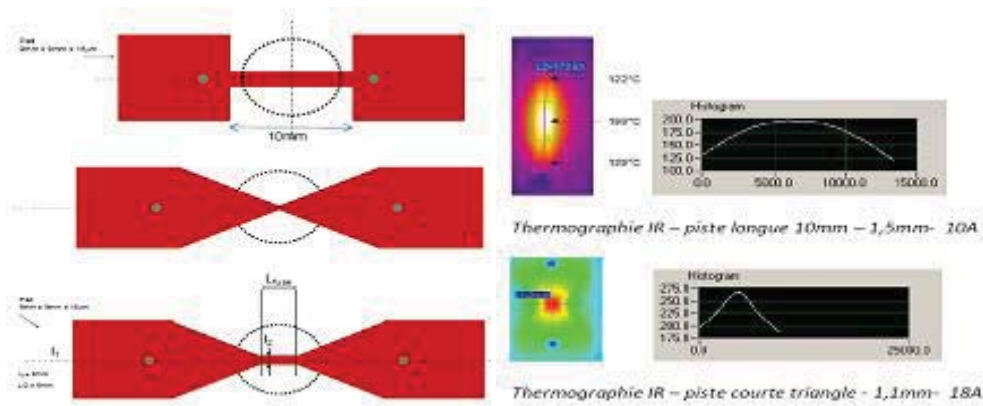


Fig.18 Design de piste fusible sur PCB FR4 – Cuivre 18µm.

Toutes ces pistes sont calibrées en I^2T_p en utilisant la formule (2) ci-dessous déduite d'un bilan thermique en régime adiabatique au centre de la piste [7] :

$$I^2T_p = \frac{\mu C_p S^2}{\rho_{25^\circ C} \alpha} \ln\left(\frac{1 + \alpha(\theta_f - 25^\circ C)}{1 + \alpha(\theta_{init} - 25^\circ C)}\right) \quad (2)$$

Avec :

θ_f : température de fusion du Cu (1083°C),

θ_{init} : température statique initiale du point chaud au centre de la piste (fixée à 100°C dans le cahier des charges thermique du fusible),

α : coefficient de sensibilité thermique du Cu ($3,9 \cdot 10^{-3}$),

S : section de la piste fusible,

C_p : chaleur massique du Cu (380J/K.kg),

ρ : résistivité du Cu à 25°C ($1,72 \cdot 10^{-8} \Omega.m$),

μ : densité du Cu (8940kg/m³),

On remarque que cette équation ne fait intervenir que la section de la piste, les propriétés physiques

du cuivre et les conditions de température. Sur le graphique de la Fig.19 nous avons tracé un réseau de courbes reliant la largeur d'une piste d'épaisseur fixe $18\mu\text{m}$ en fonction du calibre en I^2T_p pour un point chaud initial à 100°C , 130°C , 150°C et 180°C (température max pour technologie FR4). On constate qu'une largeur de piste de 1.5mm correspond au I^2T_p recherché de $50\text{A}^2.\text{s}$.

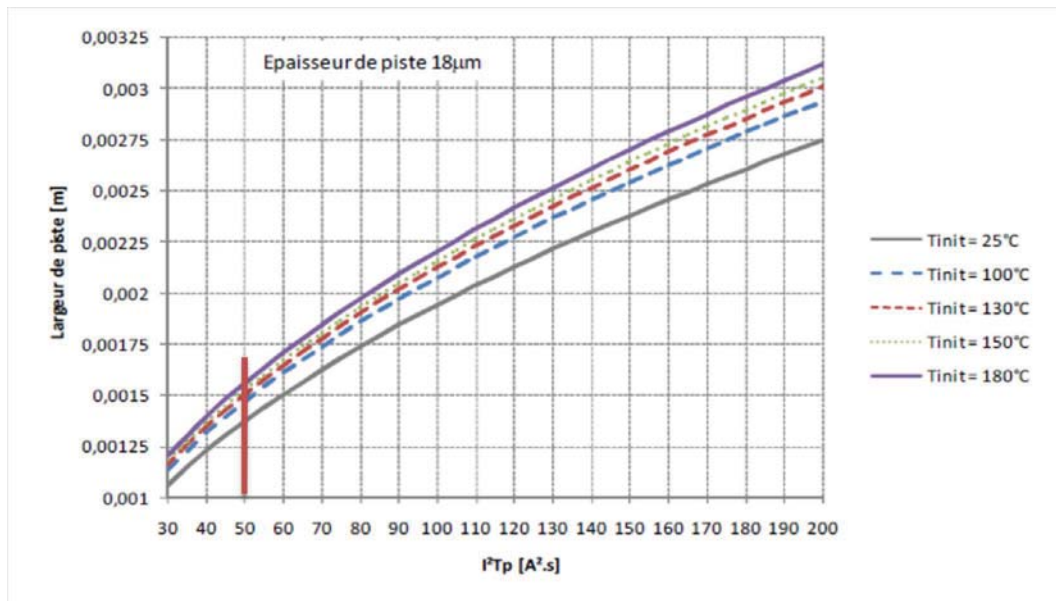


Fig.19 Courbe de dimensionnement du $[I^2T_p]$ pour piste en Cu de $18\mu\text{m}$.

Pour avoir une tenue en tension suffisante, la longueur du fusible est choisie à 2mm .

10.2) Analyse électrothermique statique sous COMSOL

A partir du pré-dimensionnement précédemment, nous avons cherché à valider le comportement électrothermique statique nominal du fusible PCB, en tenant compte des échanges thermiques par conduction dans le PCB et le cuivre et des échanges thermiques par convection avec l'air. Pour cela, nous avons utilisé le module électrothermique 3D de COMSOL.

Ce module permet de réaliser une simulation des phénomènes électriques et thermiques de façon simultanée (couplage serré). Les pertes cuivre sont considérées comme le terme source pour la résolution du problème thermique et la conductivité du cuivre est défini comme étant dépendante de la température pour la résolution du problème électrique. Les échanges par conduction à l'intérieur du modèle sont pris en compte avec la connaissance des coefficients de conduction thermique des matériaux ($400\text{W/m}^2\text{K}$ pour le cuivre et $0,3\text{ W/m}^2\text{K}$ pour le FR4) Par contre, les échanges thermiques avec l'environnement extérieur sont modélisés avec un coefficient d'échange thermique global assez difficile à déterminer à priori car dépendant d'une multitude de facteurs.

Une étude préliminaire de détermination de ce coefficient d'échange thermique avec l'extérieur a donc été nécessaire. Pour cela, nous avons mesuré à l'aide respectivement d'une caméra thermique et d'un voltmètre, l'évolution de la température et de la tension sur un échantillon de piste PCB (Fig.20 a)), en fonction du niveau de courant injecté par une alimentation auxiliaire. La courbe est présentée à la Fig.20 b).

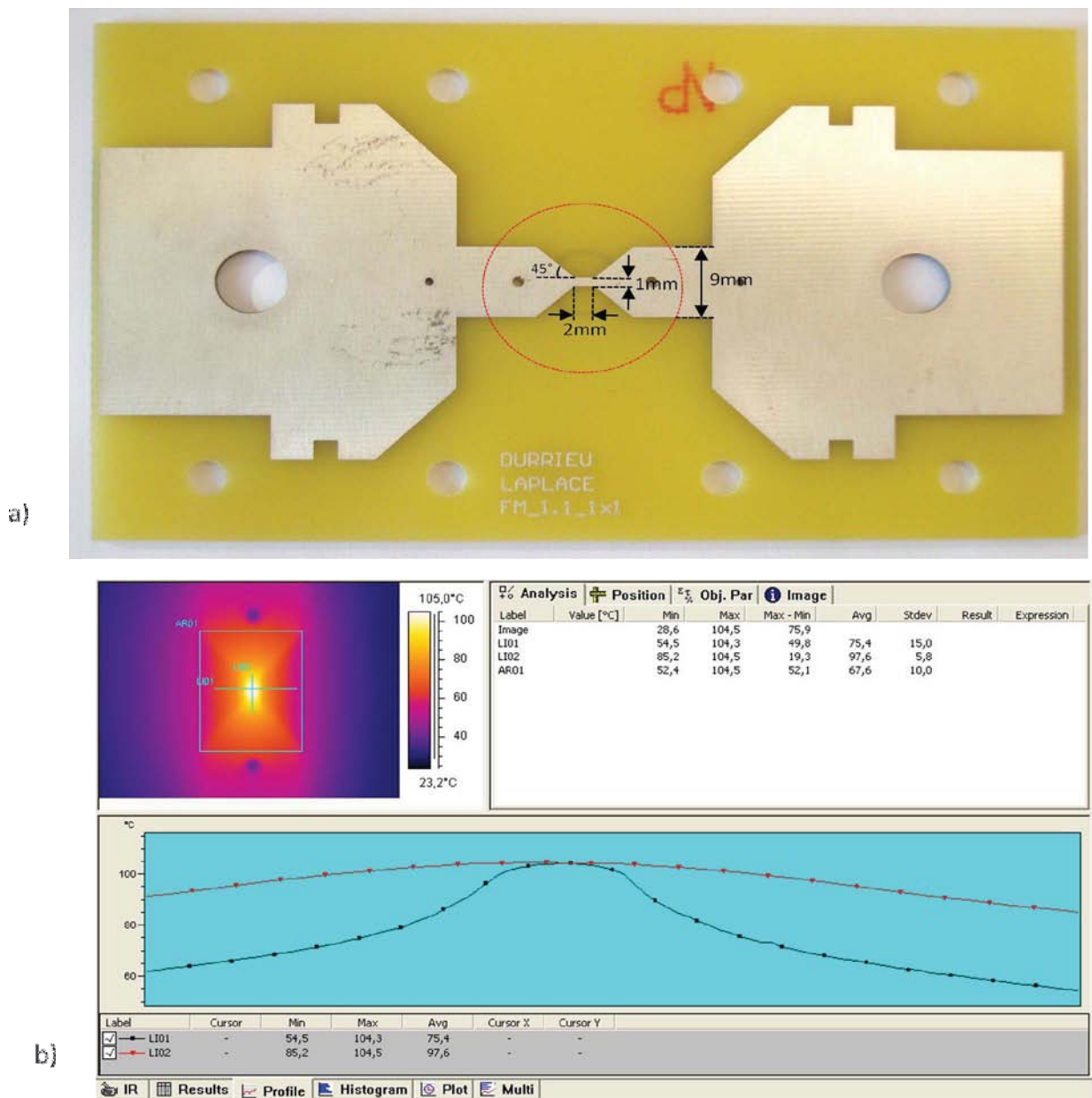


Fig.20 a) Echantillon de piste PCB (correction d'émissivité par deux couches de peinture noire mat non représentée), b) Image thermique et répartition du gradient de température en (x,y) pour une piste polarisée.

Connaissant la puissance électrique injectée et le niveau d'échauffement, nous en avons déduit un coefficient d'échange thermique global moyen avec des pistes cuivrées 2mm de longueur et différent largeur (0,7mm - 1,1mm - 1,5mm), adapté à notre dispositif fusible de $14\text{W/m}^2\cdot\text{K}$. La courbe ci-dessous Fig.21 présente la valeur moyenne de ce coefficient d'échange thermique mesuré.

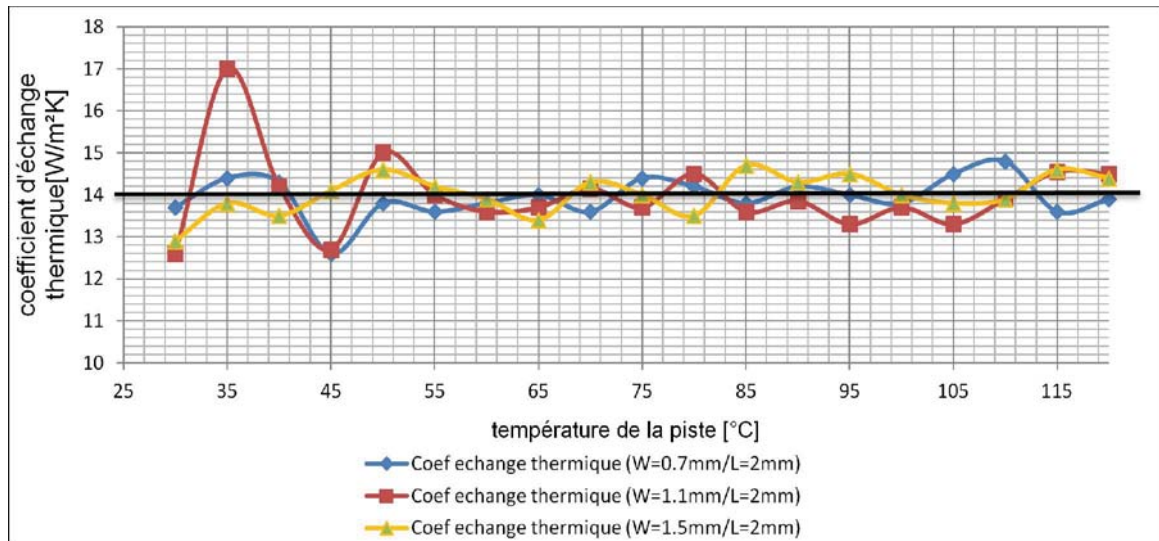


Fig.21 Détermination le coefficient d'échange thermique.

La géométrie 2D du modèle sous COMSOL ainsi que le maillage résultant sont présentés ci-dessous Fig.22 et Fig.23.

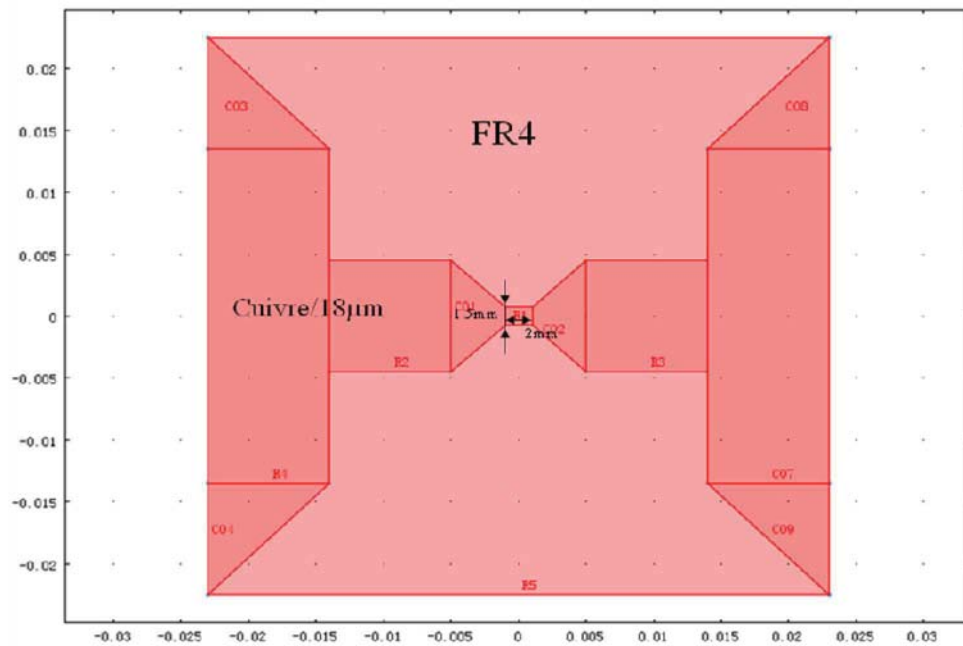


Fig.22 Vue en 2D de la géométrie d'un constriction simulée sous COMSOL™.

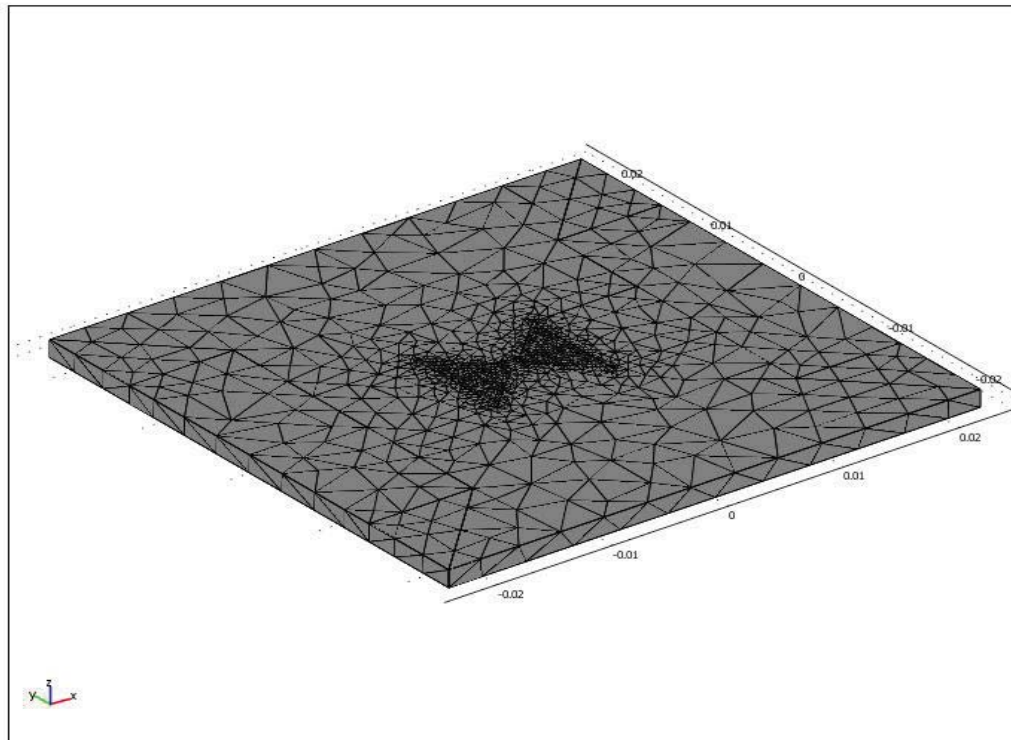


Fig.23 Maillage résultant de l'ensemble du dispositif (FR4 et Cu).

Il est important de noter que le rapport de forme de notre dispositif et la grande différence entre l'épaisseur de 1,6mm du FR4 et de 18 ou 35 μ m de la couche de cuivre conduit à une augmentation excessive du maillage et donc du temps de résolution, si l'on veut garder une bonne précision. Pour pallier ce problème, nous avons utilisé des éléments de surface pour modéliser la couche de cuivre. Dans ce cas, c'est la mise en équation de ces éléments de surface qui permet de tenir compte de l'épaisseur de la couche de cuivre, sans avoir à la dessiner et à la mailler dans son épaisseur.

La Fig.24 présente le champ de température obtenu pour la constriction initialement dimensionnée sur le critère de I^2T_p , excitée en régime statique avec un courant d'amplitude 25A, en tenant compte du coefficient d'échange thermique avec l'ambiante calculé précédemment (14W/m².K). On constate que la température au niveau de la constriction est excessivement élevée (912°C) et dépasse la température maximale préconisée de 100°C.

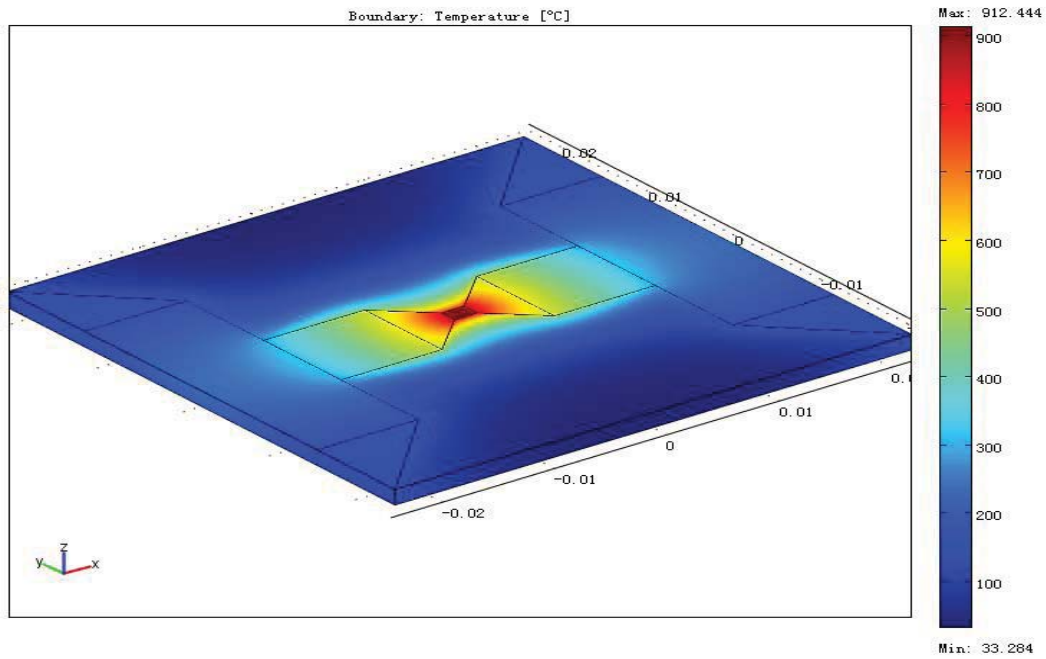


Fig.24 Une seule constriction ne permet pas de respecter les cahiers des charges.

Il est donc nécessaire de redimensionner le fusible en discrétisant la zone de constriction en série et en parallèle, sans changer la contrainte thermique globale initiale de $50A^2.s$. Compte-tenu de la formule de la contrainte thermique, il faut donc que la section globale du fusible reste invariante.

Pour déterminer la bonne géométrie, nous avons simulé plusieurs combinaisons géométriques en largeur et longueur d'un fusible mono-constriction et relevé l'évolution de température en fonction du niveau de courant injecté. Le graphique ci-dessous Fig.25 permet de repérer le point correspondant à la constriction initiale qui nous indique que le niveau de courant maximal à $100^\circ C$ est de 11A (soit très inférieur au 25A demandés dans le cahier des charges).

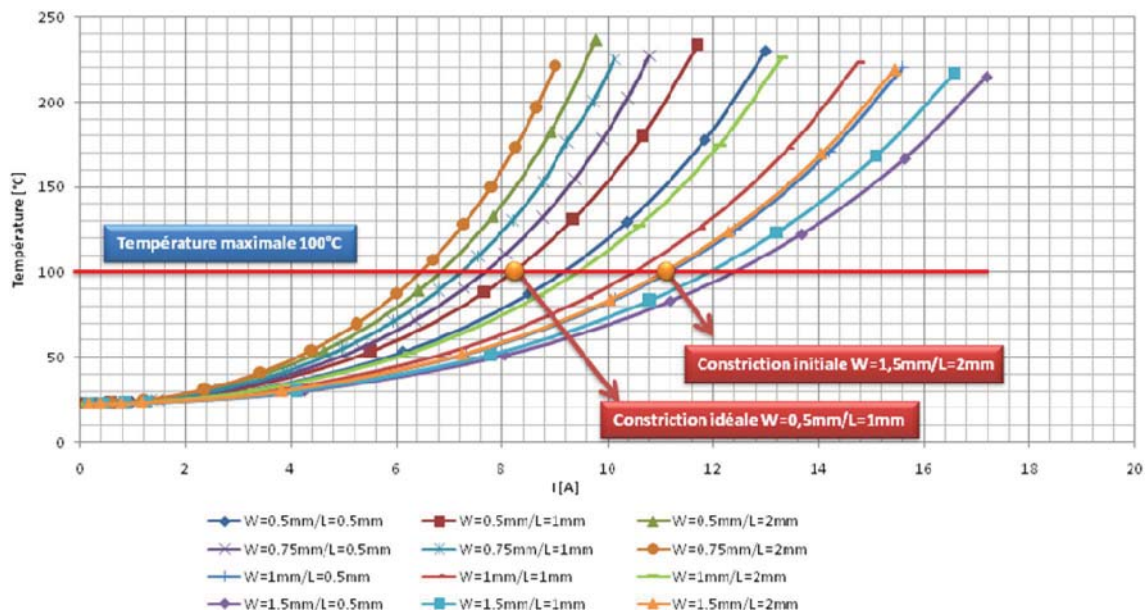


Fig.25 Variation de la température en fonction du courant injecté pour une mono constriction (Cu $18\mu m$).

Cependant, nous repérons que pour une combinaison $w=0,5\text{mm}$ et $l=1\text{mm}$, le niveau de courant admissible à 100°C est de l'ordre de $8,2\text{A}$. Alors, pour respecter la contrainte de courant de 25A , nous pouvons mettre 3 constrictions en parallèle. Quant à la contrainte de tenue en tension, deux constrictions en série sont nécessaires. Dans la mesure où la section globale du fusible n'a pas été changée, la contrainte thermique initiale est théoriquement respectée.

Les résultats de la nouvelle géométrie de notre fusible multi-constriction sont présentés ci-dessous à la Fig.26.

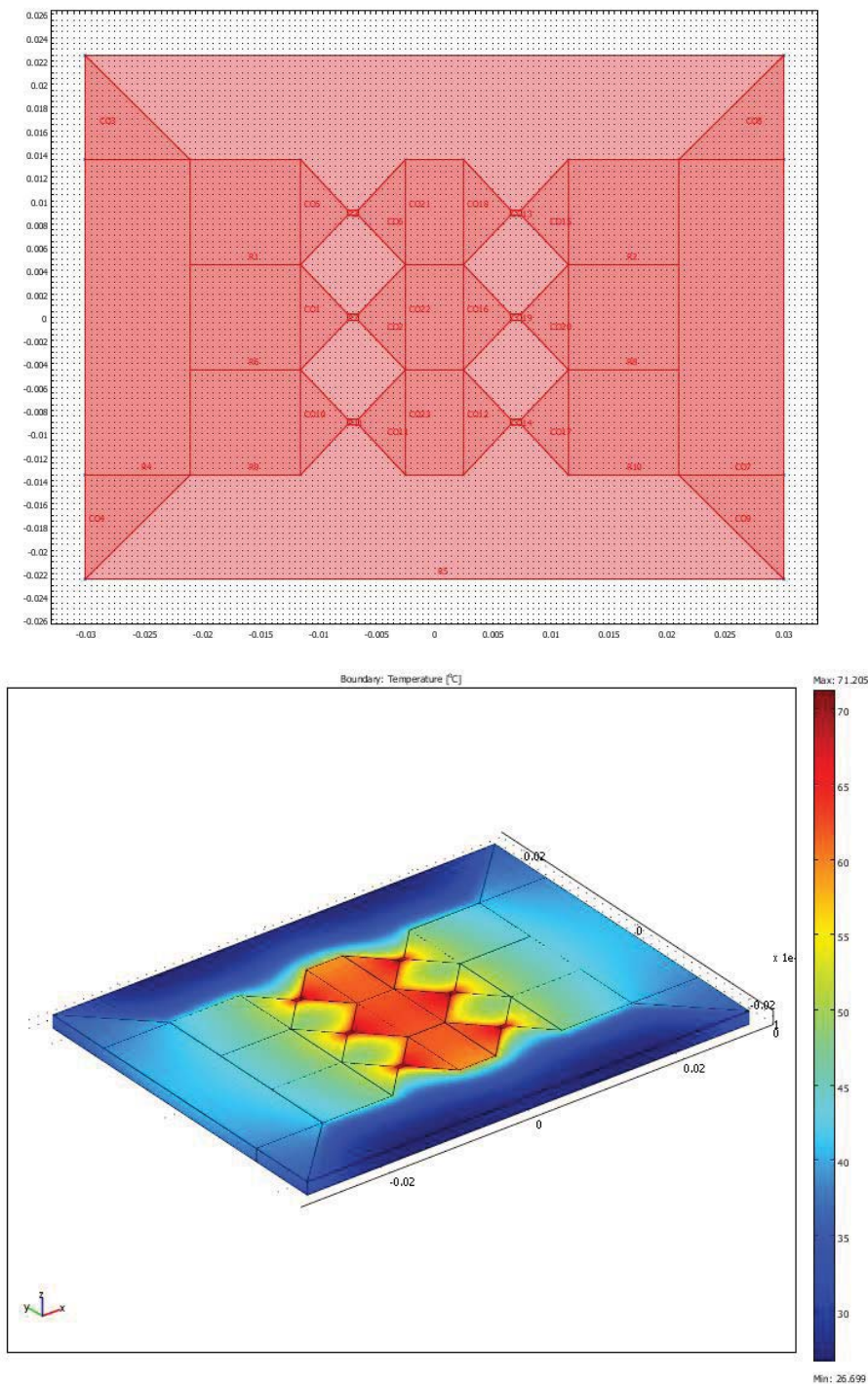


Fig.26 Structure multi constriction 3 x 2 en 3D.

Nous constatons que compte-tenu de l'augmentation de la surface d'échange thermique et de la présence d'un drain central, la température des points chauds de 71°C est inférieure à celle préconisée par le cahier des charges (100°C). Il nous reste donc une marge de manœuvre pour réduire les dimensions du drain thermique central et améliorer la compacité du fusible.

Pour maximiser encore les échanges thermiques, sans toucher aux dimensions des constriction, nous sommes revenus à une géométrie de pistes droites. Une étude paramétrique des dimensions du drain central et de l'espace inter constriction, nous a permis de converger vers une structure multi constriction 3x2 respectant totalement le cahier des charges initial :

- Epaisseur du cuivre : 18μm
- Largeur d'une constriction : 0,5mm
- Profondeur d'une constriction : 1mm
- Distance entre deux constriction adjacentes : 6mm
- Profondeur du drain central : 8mm
- Largeur du drain central : 25mm
- Surface du drain central : 200mm²

Les résultats de simulation sont conformes au cahier des charges et sont présentés ci-dessous à la Fig.27.

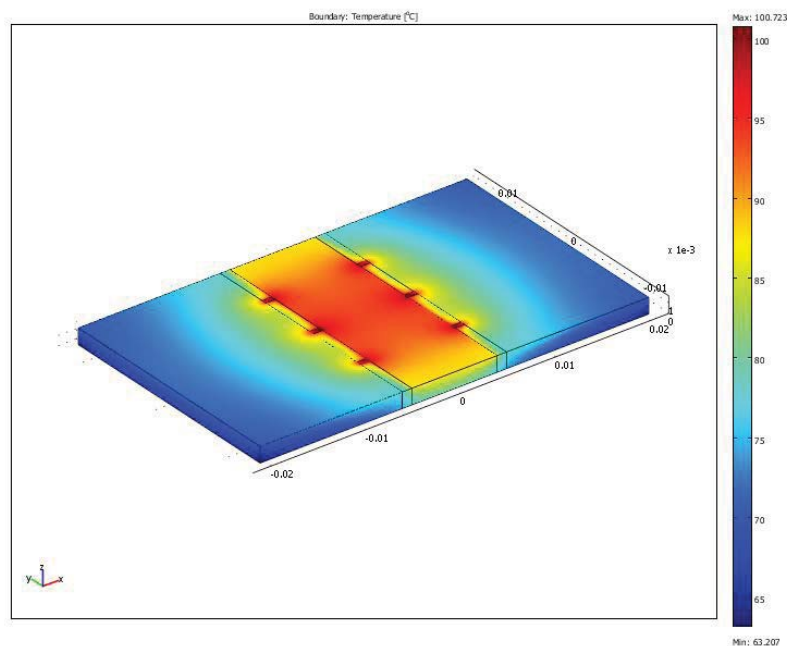


Fig.27 Structure multi constriction droite 3x2 en 3D

10.3) Extension de l'étude à la détermination de la structure circulaire finale

Sur la base des résultats précédents, nous avons pu aboutir rapidement à la géométrie initialement recherchée en déclinant la géométrie sous une forme circulaire. Il s'agit toujours d'une structure

multi constriction 3x2 dont les côtes géométriques des constriction sont inchangées ainsi que l'espacement inter constriction et la surface du drain central. La Fig.28 ci-dessous présente la géométrie 2D finale et les résultats de simulation.

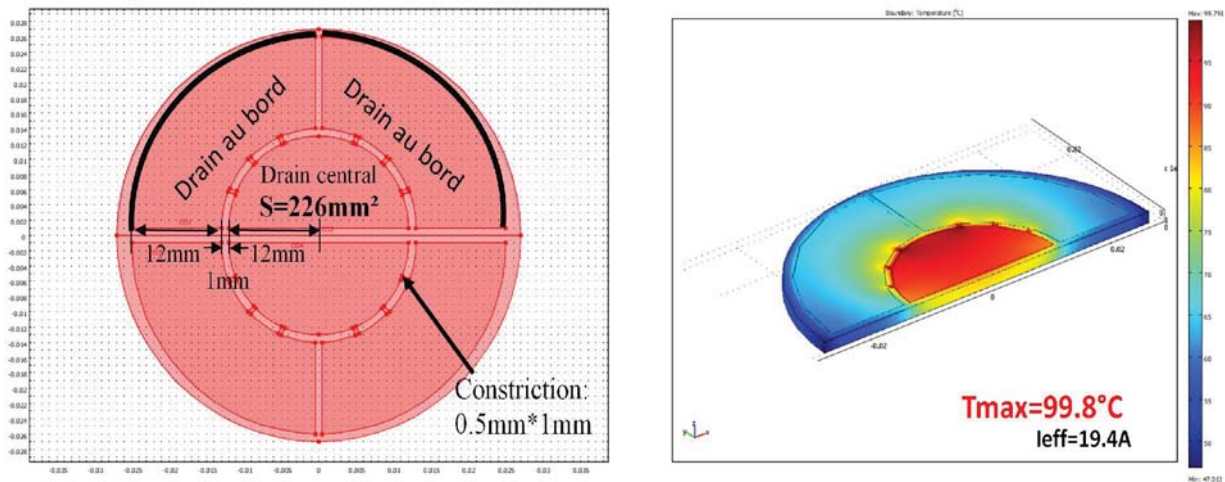


Fig.28 Modèle final du fusible circulaire en 2D et 3D

Sur le résultat de simulation, nous avons obtenu une structure multi constriction avec des dimensions trop grandes (diamètre du drain central est 24mm, Surface du drain central 226mm²), bien que le modèle final du fusible circulaire corresponde bien aux cahiers des charges électriques. Autrement dit, nous avons du appliquer un derating sur notre fusible pour que ses dimensions finales correspondent aux contraintes géométriques. La Fig.29 présente le nouveau dimensionnement qui a été obtenu en suivant la procédure présentée précédemment. La courbe ci-dessous (Fig.30) montre la température maximale en fonction des courants imposés, en respectant les contraintes thermiques de 100°C, et le I^2T_p de 50A²s, pour un courant efficace nominal de 10A.

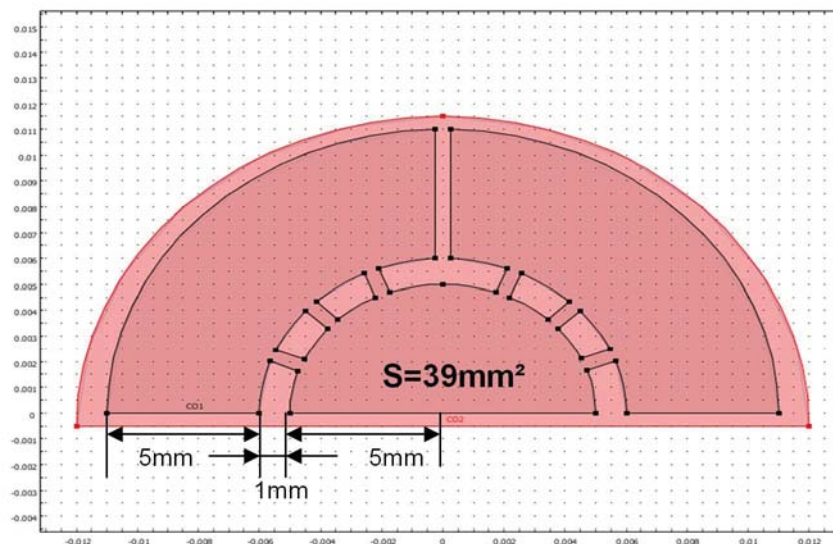


Fig.29 Modèle initial du fusible circulaire en 2D.

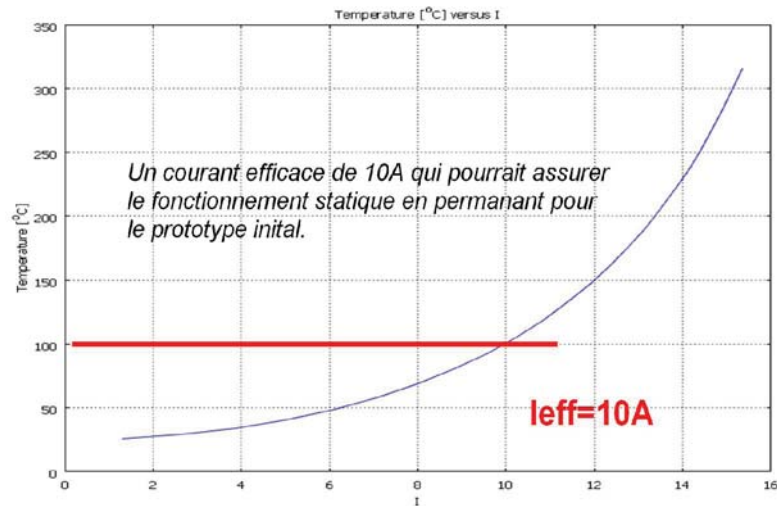


Fig.30 Température maximale en fonction du courant polarisé pour le modèle initial.

11) Validation expérimentale de la conception du fusible PCB

Un lot de pastilles fusibles FR4 bi-voie en cuivre 18 μ m et 35 μ m, longueur 1mm – largeur 0,5mm, a été réalisé en vue d'une vérification du dimensionnement électrique et thermique des zones fusibles. Les côtes retenues pour ces pastilles correspondent au design final du rupteur fusible qui doit être assemblé, i.e. un diamètre interne de membrane de 10mm et un diamètre externe de la pastille de 24mm.

11.1) Comportement électrothermique statique

La Fig.31 donne les résultats obtenus de caractérisation avec un feuillard de cuivre de 18 μ m correspondant à un I^2T_p divisé par 4 par rapport à la précédente version, i.e. $I^2T_p = 50A^2.s$. Le courant permettant d'atteindre 100°C est de 10,7A contre 10A en simulation. Là encore les mesures viennent parfaitement confirmer les simulations sous Comsol™.

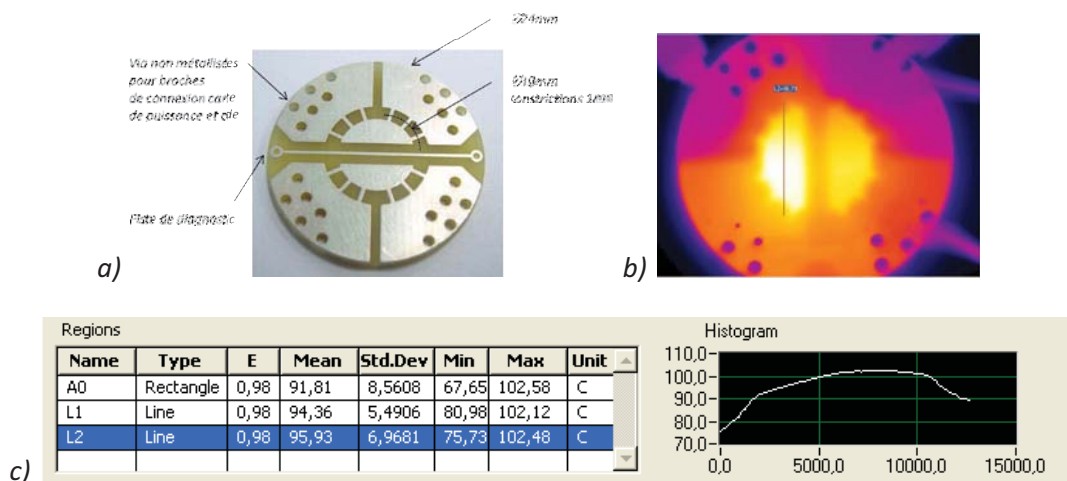


Fig. 31 Validation des caractéristiques électriques et thermiques pour un feuillard de cuivre de 18 μ m, a) pastille fusible 1mm x 0,5mm, b) et c) Image IR, mesures et relevés de température @ $T_{amb} = 20^\circ C$, $I = 10,7A$ -

$$T_{fuse\ max} = 100^\circ C.$$

Enfin, la Fig.32 donne les résultats sur le même type de pièce mais pour un feuillard de cuivre de $35\mu\text{m}$ correspondant à un I^2T_p de $189\text{A}^2.\text{s}$. Le courant permettant d'atteindre la température de référence de 100°C sur la carte IR est de $14,5\text{A}$ alors qu'elle a été prédéterminée à $10,2\text{A}$ sous Comsol.

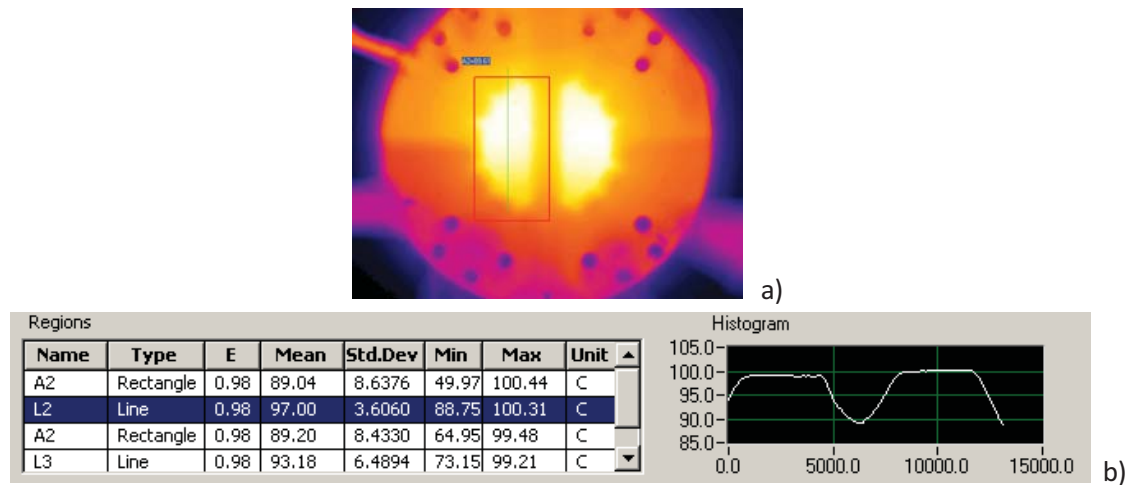


Fig.32 Validation des caractéristiques électriques et thermiques pour un feuillard de cuivre de $35\mu\text{m}$, a) Image IR, b) mesures et relevés de température @ $T_{\text{amb}} = 20^\circ\text{C}$, $I = 14,5\text{A}$, $T_{\text{fuse max}} = 100^\circ\text{C}$.

Les mesures sont tout à fait en accord avec les simulations thermo-électriques de Comsol™ 3D et nous disposons ainsi d'une démarche et d'un modèle parfaitement validés pour envisager ultérieurement de répondre à des cahiers des charges différents.

Pour compléter ces mesures thermiques nous avons également caractérisé la valeur ohmique des pistes fusibles (par une méthode volt-ampèremétrique à $10\text{A}/100^\circ\text{C}$) et la valeur inductive de ces pistes comparativement à des fusibles de référence Protistor™. Cette dernière mesure est réalisée par un pont d'impédance LCR tester Hioki™ 3532-50, quatre fils, compensé à la fréquence 1MHz , avec mesure par injection de courant 100mA , filtrée et moyennée numériquement. Une mesure parfaitement stable, reproductible et précise à $\pm 2\text{nH}$ est obtenue. Le tableau 6 donne ainsi les valeurs comparatives.

	Fusible PCB $18\mu\text{m}$ 10A_{eff} $I^2T_p = 50\text{A}^2.\text{s}$	Fusible PCB $35\mu\text{m}$ 10A_{eff} $I^2T_p = 189\text{A}^2.\text{s}$	Protistor BS88-32A _{eff} $I^2T_p = 50\text{A}^2.\text{s}$	Protistor BS88-50A _{eff} $I^2T_p = 180\text{A}^2.\text{s}$
L_s [nH]	60	20	49	13
R_s [mΩ]	5,7	4	5,3	3,5

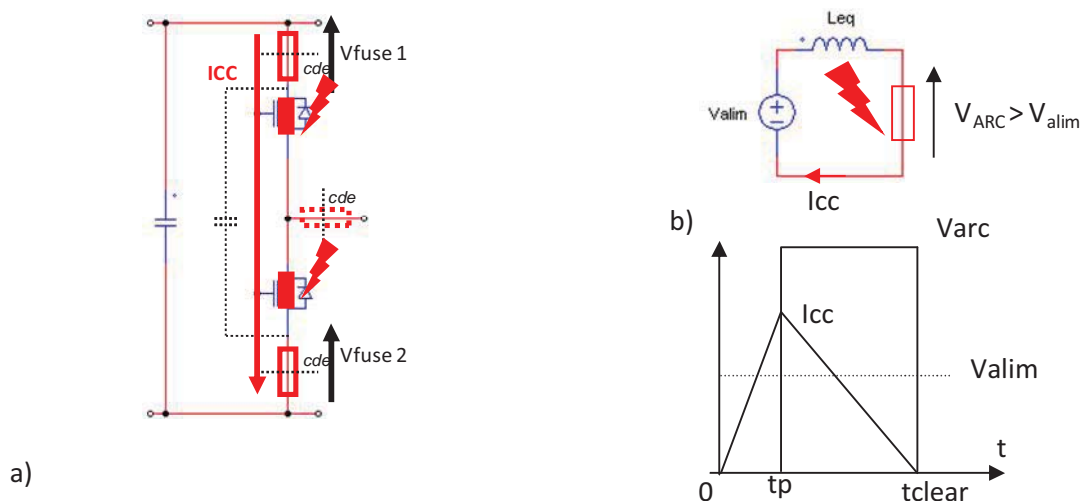
Tab.6 Paramètres électriques des fusibles considérés.

11.2) Comportement électrique dynamique

Après avoir présenté les résultats électrothermiques statiques, nous présentons ici les résultats de notre travail sur le volet électrique dynamique (fusion et isolement des pistes). Il s'agit en particulier d'apporter des éléments de conception sur le design des pistes sur critère de sensibilité et de pouvoir

de coupure. La sensibilité au déclenchement sera caractérisée par le I^2T_p et le pouvoir de coupure par le niveau de carbonisation ou d'ablation du Cu et FR4. Un faible I^2T_p est intéressant pour protéger finement et rapidement un composant. Cet objectif implique des constrictions étroites, une augmentation de la résistance et une élévation importante de la température. Ainsi, les pistes doivent ainsi être courtes, associées à des drains thermiques, mises en série et parallélisées pour tenir la tension de coupure et le courant efficace nominal à une température max de l'ordre de 100°C comme nous l'avons présenté précédemment. Le choix d'un I^2T_p impacte donc très fortement le design complet du fusible à courant efficace et température max donnés. Ce paragraphe est donc consacré uniquement à des caractérisations électriques dynamiques vis-à-vis de la sensibilité de déclenchement et du pouvoir de coupure.

Il est important de rappeler la spécificité du circuit de protection. Celle-ci est rappelée en Fig.33 a). C'est une cellule de commutation comprenant une source de tension équivalente V_{alim} , une inductance de câblage équivalente L_{eq} , une résistance équivalente R_{eq} et un fusible équivalent caractérisé par son I^2T_p . En phase de court-circuit des deux transistors, la Fig.34 b) donne les formes d'ondes caractéristiques des régimes pré-arc et post-arc. En faisant l'hypothèse d'un ratio V_{alim} / V_{arc} constant et en négligeant R_{eq} , la relation (2) donne l'énergie totale injectée dans le fusible équivalent en fonction des éléments du circuit et des caractéristiques du fusible. Cette relation permet de calculer l'ordre de grandeur de l'énergie dissipée dans le fusible dans les cas types d'inductance équivalente d'un transformateur, d'un câble et enfin d'une cellule de commutation. Le tableau 33 c) donne les valeurs types et il est intéressant de noter un ratio d'un facteur au moins égal à 10 entre le cas d'un transformateur, intrinsèquement selfique et d'une cellule de commutation dont le câblage et le découplage sont optimisés pour être, à l'opposé, le moins selfique possible. Cette propriété montre qu'il est envisageable de réduire fortement le volume des fusibles pour cellule de commutation et d'envisager une technologie alternative sur PCB ou DBC intégrable et miniaturisée sur une carte de puissance ou à l'intérieur d'un module de puissance.



$V_{alim} = 300V$ $[I^2T_p] = 180A^2.s$ $V_{arc} = 2.V_{alim}$	W_{fuse}	Application
1mH	148J	Transfo
300uH	99J	
30uH	46J	Câble
3uH	21J	
300nH	10J	Cellule

c)

Fig.33 a) Protection d'une cellule de commutation, b) Schéma équivalent, c) Valeur de l'énergie dissipée pour $V_{arc}/V_{alim} = 3$.

$$W_{totalefuse} = \frac{\frac{1}{2} L^{1/3} (3V_{alim} [I^2T_p])^{2/3}}{1 - \frac{V_{alim}}{V_{arc}}} \quad (3)$$

$$W_{totalefuse} = \frac{\frac{1}{2} (LI_{cal}^2)^{1/3} (3kP)^{2/3}}{1 - \frac{V_{alim}}{V_{arc}}} \quad (4)$$

Avec :

V_{alim}, V_{arc} : les tensions mises en jeu dans le circuit

$[I^2T_p]$: l'énergie spécifique de pré-arc du fusible par unité d'ohm ($J.\Omega^{-1}$)

L : l'inductance équivalente du circuit

I_{cal} : le calibre en courant du fusible

K : coefficient de proportionnalité entre $[I^2T_p]$ et I_{cal} : $[I^2T_p] = k I_{cal}$

P : puissance électrique équivalente transférable par la cellule : $P = V_{alim} \times I_{cal}$

La relation (4) montre assez logiquement qu'à puissance donnée, c'est le paramètre LI_{cal}^2 qui sera dimensionnant sur le volume du fusible.

Pour analyser le comportement dynamique des trois géométries de fusible présentées précédemment (droit, mixte, triangulaire), et le comparer avec des fusibles du commerce, nous avons mené une série de tests qui sont présentés ci-après.

11.3) Essais en basse tension – 150V

Une première campagne de caractérisation électrique dynamique a été réalisée en basse tension sur une plage de 50V à 200V avec des fusible PCB et des fusibles Protistors™. L'objectif était d'analyser les phases dynamiques pré-arc et post-arc, la surtension de coupure et la capacité d'isolement en fonction des géométries du fusible et des paramètres du circuit.

Chapitre 2

- les fusibles réalisés sur PCB présentent trois types de pistes : piste longue de 10mm, triangle et mixte de 2mm de longueur. Dans les trois cas, plusieurs lots de cartes ont été réalisés avec des pistes de $[0,3\text{mm} - 0,7\text{mm} - 1,1\text{mm}/I^2T_p=35\text{A}^2.\text{s}@25^\circ\text{C} - 1,3\text{mm}/I^2T_p=45\text{A}^2.\text{s}@25^\circ\text{C} - 1,5\text{mm}/I^2T_p=60\text{A}^2.\text{s}@25^\circ\text{C}]$,
- les fusibles Protistors de référence sont les modèles BS88-250V en calibre 32A/ $I^2T_p=53\text{A}^2.\text{s}$ et 50A/ $I^2T_p=180\text{A}^2.\text{s}@1\text{ms}$.

Le montage de test est donné en Fig.34. Il s'agit d'un circuit capacitif à décharge impulsionnelle par thyristor et self comprenant : deux condensateurs AVX à films polypropylènes de 460 μF , des thyristors CS45 parallélisés à fort di/dt et une self de protection à air et fil de Litz de 283nH. Les condensateurs sont montés sur une connectique bus-bar. La mesure de courant est réalisée par une sonde Rogowski dont le temps de propagation a été compensé sur l'oscilloscope, les mesures de tension par des sondes passives 1/10 compensées.

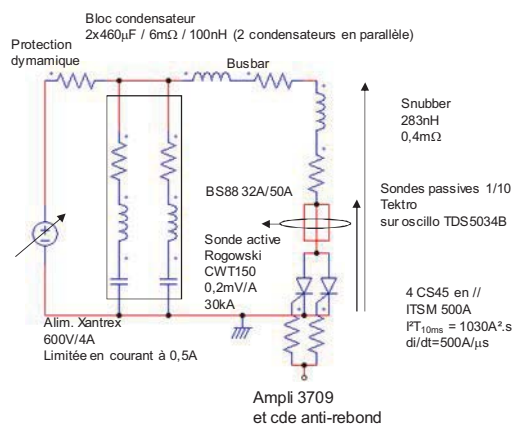
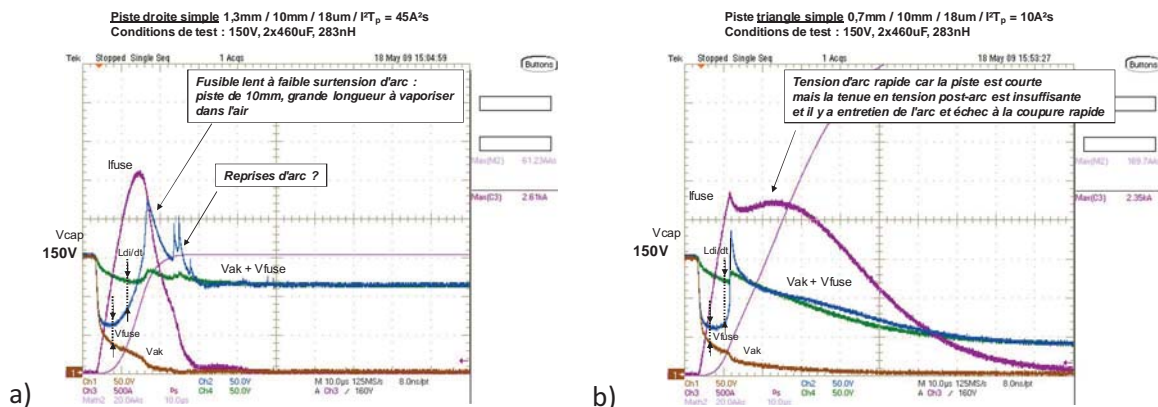


Fig.34 Montage de test des fusibles en basse tension



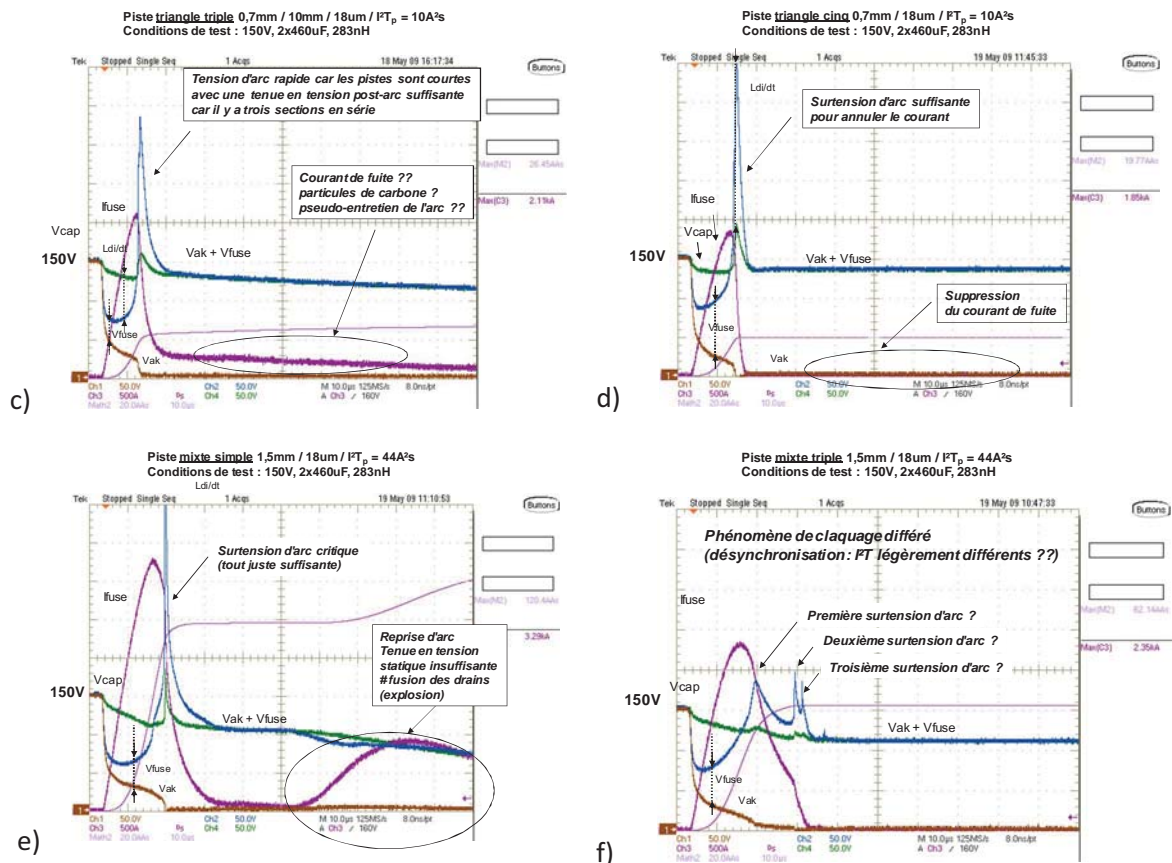


Fig.35 Montage de test des fusibles en basse tension – 150V – 10J.

La Fig.35 a) donne les formes d'ondes pour une piste longue. La zone ohmique est clairement visible suivie d'une zone de formation de l'arc, relativement peu dynamique, caractérisée par quatre pics. Même si la coupure est réussie compte tenue la grande longueur de piste, celle-ci conduit à une longueur importante de vaporisation de Cu, d'ablation de FR4 et de carbonisation qui se traduit sans doute par cette instabilité de l'arc. Pour toutes ces raisons, cette géométrie ne sera pas conservée pour la suite.

La Fig.35 b) représente les formes d'ondes pour une piste élémentaire en triangle. L'arc est nettement plus dynamique car très court et la faible tension qui en résulte ne permet pas d'annuler le courant de court-circuit. L'arc est ainsi entretenu jusqu'à la décharge complète provoquant l'ablation importante des drains thermiques de part et d'autre de la piste. Pour réussir la coupure, trois pistes en triangle sont mises en série en Fig.35 c). On voit nettement l'augmentation de la zone ohmique et de la tension d'arc qui résulte de cette mise en série. Dans cette configuration, la coupure est suivie d'une fuite importante qui finit par s'annuler. La Fig.35 d) montre le cas de cinq pistes triangle en série permettant de développer une tension d'arc suffisante pour annuler durablement le courant.

La Fig.35 e) donne les formes d'ondes d'une piste mixte. La dynamique d'arc est logiquement intermédiaire entre celle de la piste longue et celle de la piste courte. On voit clairement sur l'oscillogramme la reprise d'arc jusqu'à la décharge complète amenant la destruction des électrodes

rapprochées, au niveau des drains thermiques du fusible. La Fig.35 f) représente le cas de trois pistes mixtes en série. On y retrouve une coupure saccadée, non reproductible parfaitement sur plusieurs échantillons, assurant un isolement suffisant sans fuite. Ce phénomène saccadé serait d'ailleurs intéressant à maîtriser car, en étalant les volts-secondes, il conduit à une annulation du courant avec une surtension très modérée donc inoffensive pour les circuits connectés en parallèle.

Des essais supplémentaires ont été réalisés sur des cellules de commutation selon deux configurations. La première, où le défaut est produit par application d'une commande simultanée des interrupteurs générant un court-circuit de bras et la seconde, où le défaut est produit par la mise en court-circuit d'une charge en sortie de cellule. La Fig.36 donne le cas d'un bras à IGBT FII06-40D mis en court-circuit à travers deux fusibles PCB constitués de deux pistes mixtes 0,7mm en série. L'oscillogramme montre très clairement la saturation puis la destruction en cascade des puces jusqu'à la mise en court-circuit de la maille. Les deux fusibles sur les pôles viennent isoler symétriquement la cellule réalisant ainsi la fonction recherchée.

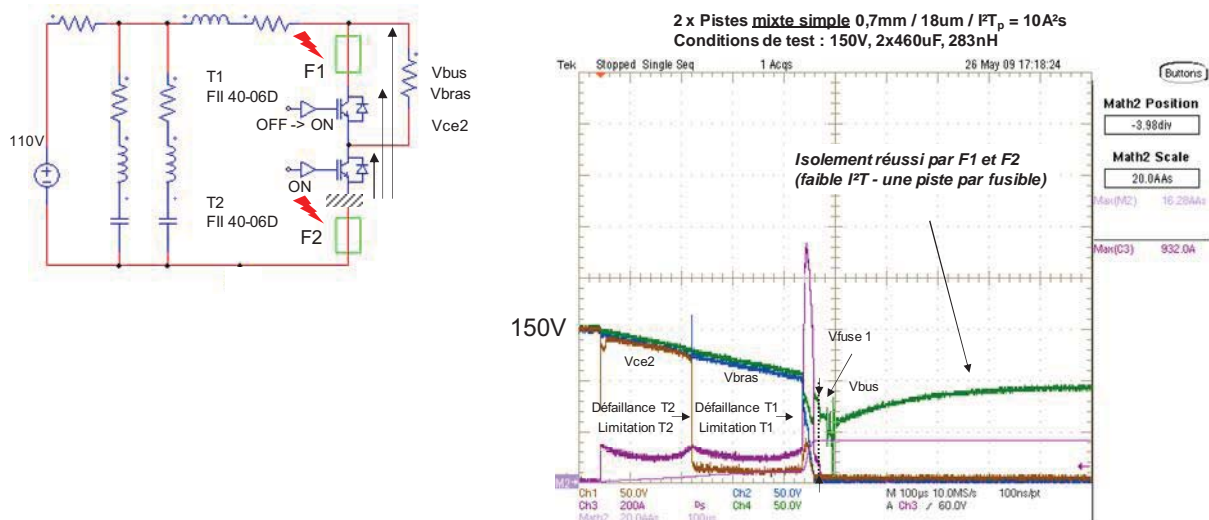


Fig.36 Montage de test des fusibles en basse tension – 150V – 10J.

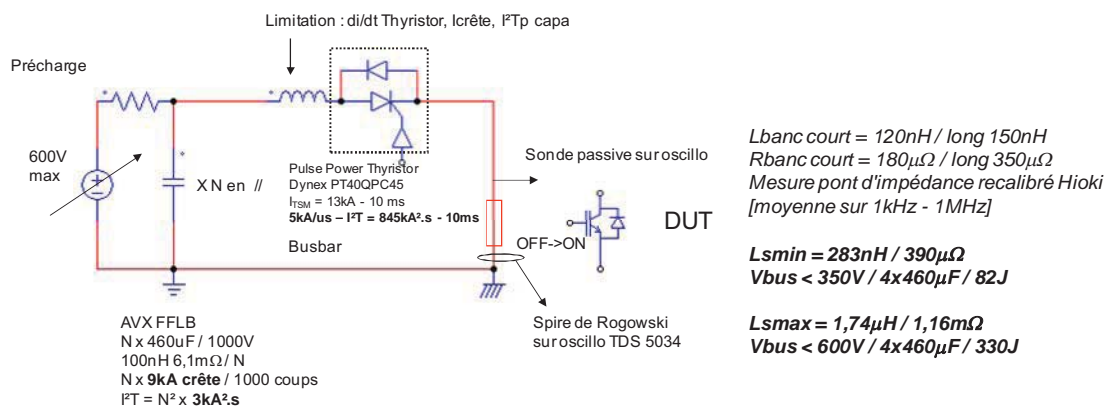
Ce dernier résultat est intéressant mais il a été obtenu dans des conditions favorables : piste fine en nombre réduit. Une faible quantité d'énergie suffit à vaporiser le volume de cuivre des pistes. Nous avons expérimenté d'autres structures de fusible avec piste plus large à plus fort I^2T_p , avec quatre sections en série pour observer que la fusion est loin d'être homogène et que certaines sections n'ont pas reçu l'énergie nécessaire pour isoler complètement.

11.4) Essais sous 300V – 600V

Pour monter en tension en toute sécurité, un banc spécifique a été conçu et réalisé dans le cadre du mémoire CNAM de P.Rossi [3] en collaboration avec J.-M. Blaquièrre. Comme le montage précédent, ce banc réalise une décharge capacitive impulsionnelle, monocoup, à très forte capacité de courant

Chapitre 2

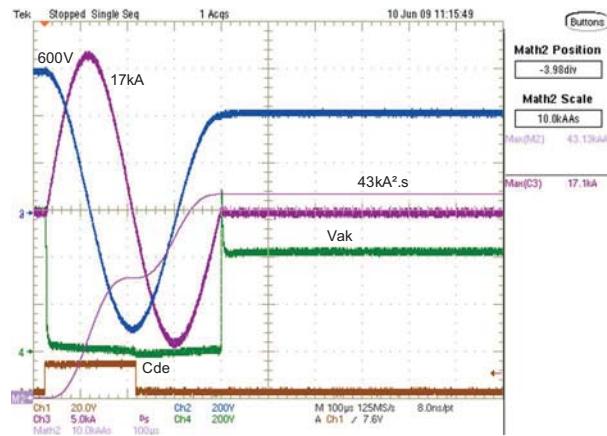
crête, de I^2T et d'énergie. Il doit pouvoir être utilisé aussi bien pour caractériser les fusibles du commerce et les PCB que les modes de court-circuit des cellules de commutation. Le schéma de principe est donné en Fig.37 a) et une photo en Fig.37 b). Une batterie de quatre condensateurs films 460 μ F – 1kV permet de constituer la réserve d'énergie à travers un circuit de précharge à résistances, contacteurs et temporisateurs. Le déclenchement est assuré, soit par un GTO à fort di/dt (Pulse Power) en mode fusible, soit par la cellule de commutation elle-même s'il s'agit de caractériser des semiconducteurs. Dans le premier cas, la présence du GTO nécessite a priori l'insertion d'une inductance de protection en di/dt. En fait, une étude approfondie montre que c'est le courant crête et le I^2T de la batterie de condensateurs qui conduit au dimensionnement de cette inductance. Les limites en di/dt et courant crête du GTO étant supérieures. Deux inductances à air et fil de Litz ont ainsi été dimensionnées pour 300V/82J – L = 283nH et 600V/330J – L = 1,7 μ H. La connectique a été particulièrement soignée et réalisée par des éléments bus-bar modulaires à visser, permettant de configurer le banc selon les deux modes par un système de glissière. Ce bus-bar a été caractérisé en DC à 100A pour déterminer la résistance apparente et avec un pont d'impédance pour déterminer l'inductance apparente. Le dimensionnement complet du banc a été réalisé pour une décharge oscillante d'une période de la batterie sous 600V. L'oscillogramme Fig.37 c) montre un des essais réalisés au maximum de courant et de I^2T des condensateurs : 17kA – 43kA².s – 360 μ s.



a)

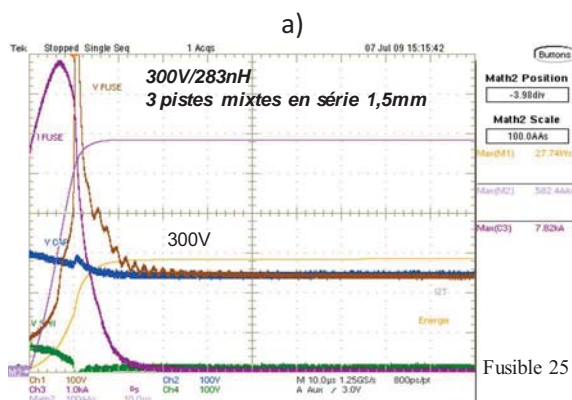


b)

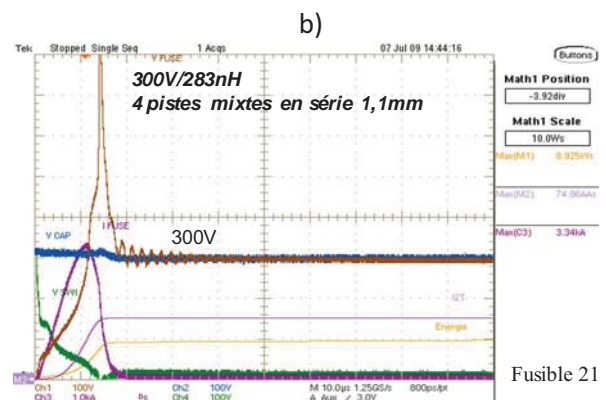


c)

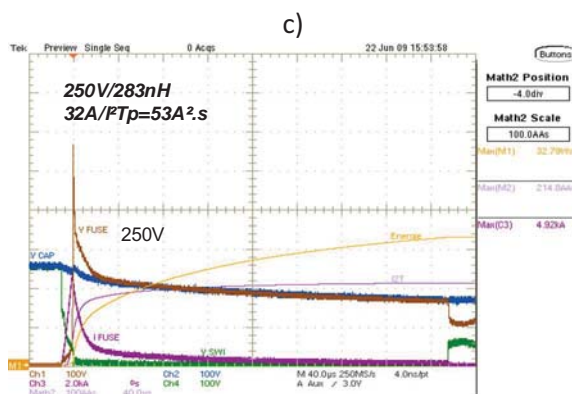
Fig.37 a) Schéma de principe du banc de décharge capacitive impulsionnelle, b) Photo du banc, c) Formes d'ondes à maximum de courant crête et I^2T_p .



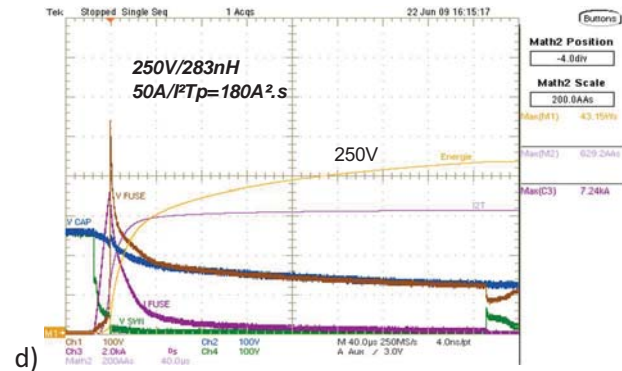
a)



b)



c)



d)

Fig.38 a), b) Fusibles sur PCB – 300V, mise en évidence de la forte surtension d'arc, c), d) Fusible protistor – 250V, mise en évidence d'une surtension modérée.

Les oscillogrammes des Figs.38 a) et b) représentent les formes d'ondes obtenues sous 300V – 82J – 283nH avec des fusibles PCB en pistes mixtes 2mm. Trois pistes mixtes sont nécessaires pour assurer la coupure et l'isolement durable au prix d'une surtension d'arc de très forte amplitude, supérieure à 2 fois la tension d'alimentation, assortie d'une onde de choc puissante. On perçoit ainsi les limites et les difficultés de ce type de technologie. La colonne d'arc dans l'air ne peut transférer assez d'énergie à travers sa section pour se refroidir et se stabiliser. L'énergie est essentiellement dissipée par ablation du substrat FR4 et des électrodes rapprochées en Cu dans la zone de drain. Raison pour

laquelle la tension d'arc est aussi importante. Nous verrons au chapitre 4 un moyen d'absorber de l'énergie par recristallisation d'un milieu déposé en surface.

Comparativement aux fusibles PCB, les fusibles Prostistor™ présentent un bien meilleur comportement de la tension d'arc à même niveau d'énergie. La surtension reste inférieure à 100% de la tension d'alimentation sans aucune onde de choc. Ils présentent néanmoins l'inconvénient d'un trainage fort et long du courant en régime post-arc. Nous verrons également que ce comportement est incompatible avec l'insertion d'une redondance parallèle comme nous l'avons décrit au chapitre 1 et qu'une technologie alternative est nécessaire comme cela sera présenté au chapitre 4.

12) Conclusion du chapitre 2

Toutes les facettes de conception du rupteur-fusible pyrotechnique ont été présentées dans ce chapitre. Ce nouveau dispositif est conçu pour être intégré à faible coût sur une carte de puissance, sous des tensions de 350V à quelques dizaines d'ampères minimum. Un assemblage par report prépreg ARLON™ cuivré et collé à une chambre de combustion en PCB FR4 Isola™ a finalement été retenu, optimisé et partiellement validé, à une échelle centimétrique, sous une pression d'une vingtaine de bar. L'allumage pyrotechnique par résistance CMS miniatures et dépôt multicouche de nitrocellulose est également validé même si, par insuffisance de pression, un rembourrage par silicone haute température est absolument nécessaire dans la chambre ce qui rajoute une étape de process. L'ensemble reste à vérifier définitivement par une dernière campagne d'essais sur site SME à l'automne 2011. Un dimensionnement électro-thermique (10A et 25Aeff / 50A².s et 180A².s) complet des pistes fusible bi-voies sur FR4 Isola a été mis en place et validé complètement. Des constriction courtes, parallélisées, de 1 à 2mm maximums sont utilisés de manière à limiter le spot chaud à 100°C. La tenue en tension étant assurée par la mise en série d'au moins deux groupes de constriction. Les caractéristiques électriques dynamiques pré/post-arc sur pistes PCB dans "l'air" mettent en avant un risque : l'absence de matière absorbante dans le milieu proche de la colonne de plasma ne permet pas un transfert énergétique autre que par ablation du cuivre des drains aux extrémités du fusible donc par allongement et surtension. Nous verrons dans le chapitre 4 qu'en se limitant à des tensions de 300 à 350V, avec des inductances de maille inférieure à 100nH, que ces surtensions sont acceptables. Contrairement aux fusibles Prostistor™, ces fusibles PCB ne présentent pas ou très peu de courant de fuite post-arc (également appelé courant de "suite" par analogie aux éclateurs de réseau) ce qui autorisera le démarrage rapide d'un bras de secours en parallèle comme cela sera prouvé au chapitre 4.

13) Références du chapitre

- [35] Mémoire mécanique sur le site de MECASITE :
<http://mecasite.chez.com/Mecanique/rdm.htm>
- [36] Résistance des matériaux, Deuxième partie, Théorie Développée et Problèmes, S. Timoshenko, Dunod 1968.
- [37] Pierre ROSSI "Conception et réalisation d'un banc de caractérisation électrique de nouvelles structures de fusibles multifonctionnels pour la mise en sécurité des convertisseurs statiques", mémoire du Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM), soutenu le 26 mars 2010 à l'ENSEEIH-T-INP Toulouse.
- [38] Site www.wikipedia.fr au thème de la déformation des matériaux.
- [39] Théorie de l'élasticité des corps solides, ouvrages de M. EMILE MATHIEU, 1870.
- [40] FR4 Datasheet - C.I.F
- [41] FR4 Datasheet - FARNELL ELECTRONIC COMPONENTS.
- [42] Technical data sheet for epoxy - EPOXY TECHNOLOGY.
- [43] FR-4 Glass/Epoxy Phenolic data sheet - PLASTICS INTERNATIONAL.
- [44] Mechanical properties descriptions. http://arcelormittal.com/fce/repository/PDF-technical-chapters/Prcat_Descriptionofmechanicalproperties.pdf
- [45] Material Characterization and Die Stress Measurement of Low Expansion PCB for Extreme Environments. Department of Mechanical Engineering Department of Electrical and computer Engineering - Auburn University.
- [46] Evolution des technologies d'interconnexion des composants.
<http://www.systemplus.fr/documents/96intercopcb.pdf>
- [47] S. DUONG, Y. MARECHAL, C. SCHAEFFER & all, "Electrothermal model of a fuse", Industry application conference, 1996, vol 3, pp. 1302-1308.
- [48] Yi WANG, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira, "Thermal Design Guideline of PCB traces under DC and AC Current", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. pp. 1240-1246.
- [49] J. Adam, "New correlations between electrical current and temperature rise in PCB traces," in 20th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, 2004, pp. 292-299.
- [50] Pan, T.-Y.; Poulson, R.H.; Blair, H.D.; "Current carrying capacity of copper conductors in printed wiring boards", Electronic Components and Technology Conference, 1993. Proceedings, 43rd.
- [51] Matériaux énergétiques, Didier Mathieu et Sylvain Beaucamp, Techniques de l'Ingénieur, Fascicule AF 6710

Chapitre 3

Caractérisation des modes de défaillance des puces de puissance en boîtier massif encapsulé et en module. Introduction à la conception technologique de composants à mode de défaillance maîtrisé pour convertisseurs sécurisé à tolérance de pannes.

Sommaire du chapitre 3

1) Introduction du chapitre	95
2) Présentation des composants test retenus et des technologies d'encapsulation	95
2.1) Boîtier plastique surmoulé.....	96
2.2) Encapsulant par gel silicone	98
3) Présentation du banc de test utilisé en mode de court-circuit	99
4) Caractérisation électrique comparée des composants test	100
4.1) Caractérisation et comparaison sans fusible / apport d'une structure fusible.....	100
4.1.a) DUT n°1	100
4.1.b) DUT n°2	103
4.2) Caractérisation ohmique comparée de la résistance de court-circuit	111
4.2.a) R_{cc} du DUT n°1 et Reverse technologique	111
4.2.b) Vieillissement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°1	115
4.2.c) Vieillissement sur "temps long" de la R_{cc} du DUT n°1.....	118
4.2.d) R_{cc} du DUT n°2 et Reverse technologique	120
4.2.e) Vieillissement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°2	122
4.2.f) Effet de redondance "parallèle" inter-bonding sur la R_{cc} du DUT n°2	124
4.2.g) Phénomène de "formatage" de la R_{cc} du DUT n°2	125
4.2.h) Amélioration du phénomène de "formatage" de la R_{cc} dans le cas d'une puce wire less	126
5) Conclusion du chapitre 3	127
6) Références du chapitre	129

2.1) Boîtier plastique surmoulé

Cette technologie d'encapsulation est illustrée en Fig.2. Un polymère, généralement une résine époxy-Crésol Novolaque™ associée à une charge minérale à base de silice amorphe ou cristalline, parfois d'alumine, est injectée dans un moule puis polymérisée (175°C à 200°C pendant 4h [1]) afin de former un boîtier massif surmoulé à l'empreinte désirée. Cet encapsulant vient ainsi enrober complètement l'assemblage classique puce – substrat (palette support en Cu ou un substrat DBC) et les interconnexions (wire-bonding, broches, lead-frame) et une partie des pattes de connexion externes (traversantes, CMS ou mixtes) sur une carte PCB ou un SMI pour les applications basse-tension. Le nombre réduit et la simplicité des opérations d'encapsulation associés à un faible coût de production pour les prototypes comme les grandes séries constituent le point fort indéniable de cette technologie.

Depuis quelques années, le polymère employé évolue à travers les propriétés du durcisseur et les additifs antioxydants, justifiés par les besoins de mise en œuvre, de propriétés mécaniques, de pureté ionique et par la directive RoHS. La charge minérale est très importante car elle agit en premier lieu sur les propriétés mécaniques et les performances thermiques de la résine, mais aussi sur son prix, car le taux de charge est souvent voisin de 80 % en poids, soit 50 % en volume [1].

La composition et la proportion résine – charge permet d'obtenir une conductivité thermique de 0,7W/m.K en standard à des valeurs supérieures à 1,5W/m.K pour une charge alumine ce qui a permis d'envisager récemment un refroidissement par le boîtier [5] en plus du substrat. Une forte charge minérale permet d'obtenir un boîtier très résistant sur le plan mécanique, chimique et thermo-mécanique avec un coefficient de dilation pouvant fluctuer sur une large proportion de 10 à 70ppm/K selon la composition et la proportion résine – charge, il en est de même pour le module de Young et le coefficient de Poisson.

Cette dernière caractéristique constitue le premier point négatif de ce type d'enrobage car source de contraintes par cisaillement, de délamination et de fissuration aussi bien au sein de l'assemblage (wire-bonding, broches et lead-frame) qu'au niveau du report boîtier sur PCB ou SMI (contraintes sur les interconnexions) [2], [3], [4]. Pour limiter ce type de contraintes et éviter un vieillissement précoce, les industriels réservent cette technologie à des boîtiers de petite taille, de quelques centimètres de côté et de faible épaisseur. Dans ces conditions, des boîtiers très résistants, rigides peuvent être obtenus aujourd'hui, ce qui autorise ainsi l'utilisation de substrat DBC alumine très mince (381µm – 0,015" par exemple) sans risque de fissure au montage [5]. Le second point négatif de cette technologie, bien connu, est son caractère non hermétique par rapport à ses concurrents tels les boîtiers céramiques et métalliques, lesquels sont néanmoins bien plus onéreux. Pour compenser, les fabricants travaillent sur la qualité de la passivation de la puce par dépôt de polyimide.

Avec la miniaturisation des puces et des interconnexions internes, la tendance s'oriente vers la disparition des pattes externes, cette technologie connaît depuis quelques années un fort regain d'intérêt. Comme l'illustre la Fig.3, des assemblages multi-puces empilées 3D et multi-composants alignés 2D (planaire) sont proposés sous la forme de boîtiers plastiques surmoulés très compacts. La tendance vers du report CMS puissance (dit SM Power Device - SMPD) et Flip-Chip BGA puissance entre ce type de boîtier et le PCB accentue l'intérêt de type d'encapsulant.

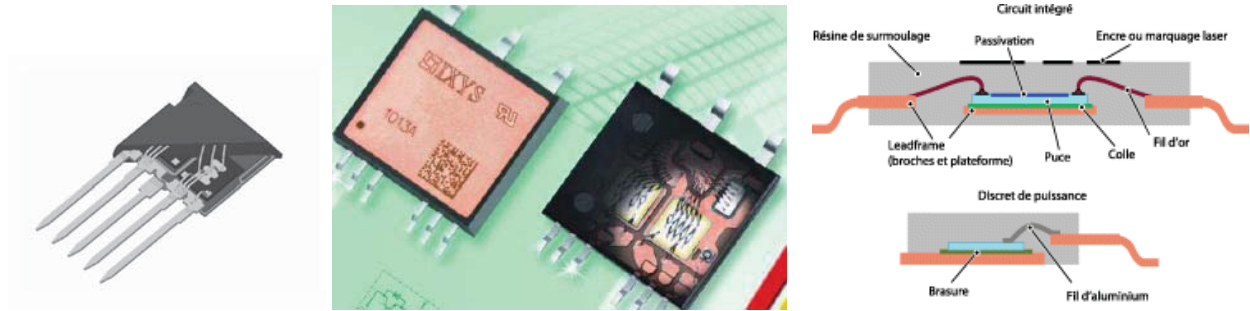


Fig. 2 Technologie d'encapsulation par boîtier plastique massif et surmoulé par résine injectée pour composants discrets et petit module [1], [5].

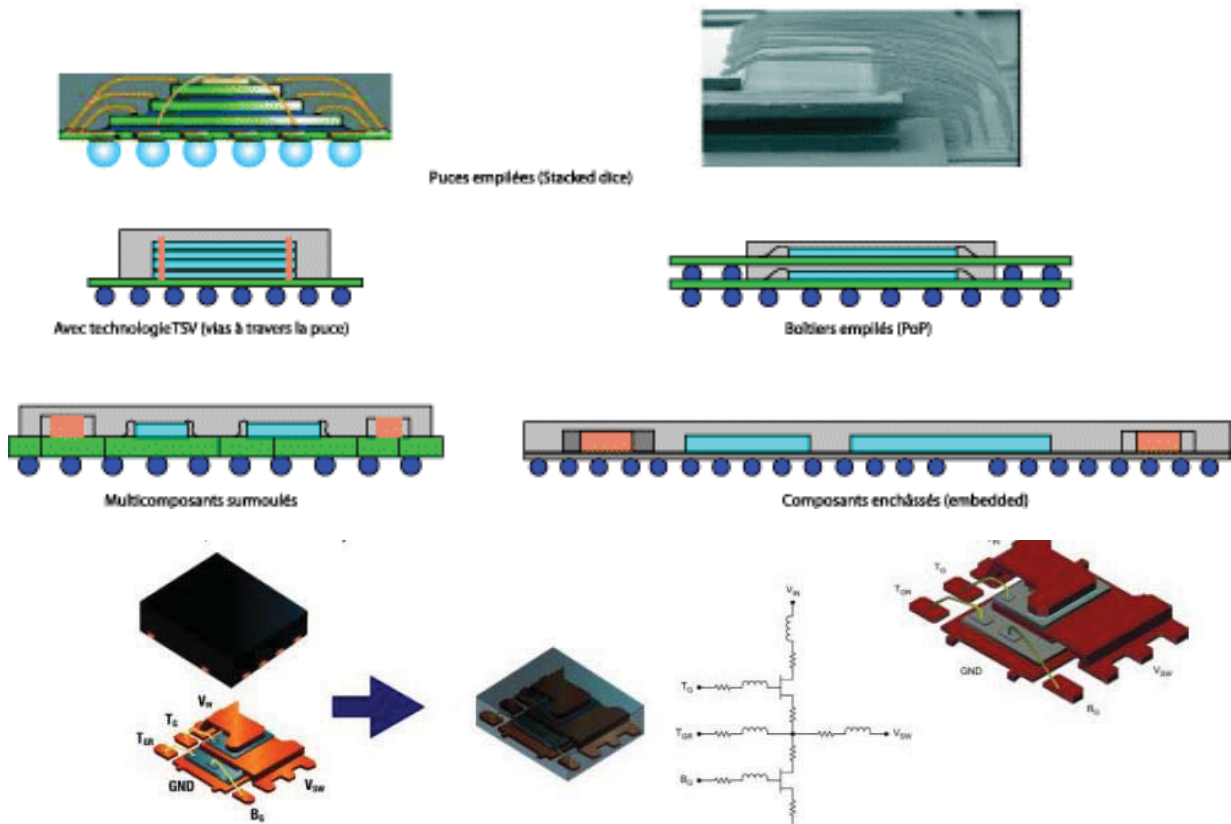


Fig.3 Nouvelles structures d'assemblage multi-puces 3D et multi-composants 2D utilisant un encapsulant polymère massif et surmoulé par résine injectée pour boîtier miniaturisé [1], [6], [7].

La Fig.4a) et la première colonne du Tab. 1 donnent une photo et les caractéristiques physiques du composant test n°1 retenu pour évaluer cette technologie et son impact sur le mode de défaillance de l'ensemble puce – wire bonding. Les puces NPT IGBT et Diodes rapides sont câblées et brasées sur un DBC dépourvu de semelle avec un enrobage massif de l'ensemble. L'absence de vissage (en raison de la forte densité d'intégration oblige un report du boîtier sur le radiateur par un clamp. Nous disposons ainsi, au sein d'un même boîtier isolé et à faible coût, d'un bras d'onduleur complet.

2.2) Encapsulant par gel silicone

Pour intégrer un nombre important de puces, tenir plus de tension et dissiper plus de puissance par le fond de boîtier via une semelle, la technologie module est très couramment utilisée. Comme le rappelle la Fig. 4b), une couche de gel polymère de type silicone (polydimethylsiloxanes [8], [9]) vient enrober l'ensemble des puces et les wire-bondings afin de renforcer la tenue en tension et protéger l'assemblage de la corrosion et de toutes particules susceptibles de contaminer les matériaux. Les polymères utilisés sont caractérisés par la présence dans leur molécule, en plus de la liaison silicium-carbone, de la liaison silicium-oxygène thermiquement stable jusqu'à 250°C et source de carbonisation en cas de décharge électrique dans le gel.

L'assemblage est contenu dans un boîtier plastique non massif assurant le support des broches et la protection mécanique. A la différence du boîtier surmoulé massif vu précédemment, ici les wire-bonding sont libres de déformation dans le gel en présence de contraintes électrique et thermique extrêmes.

La Fig.4b) et la deuxième colonne du Tab. 1 donnent une photo et les caractéristiques physiques du composant test n°2 retenu. Ce module a été retenu pour des raisons pratiques car intégrant deux bras d'onduleur dissociés côté DC, i.e. non connectés par le bus DC ce qui laisse la possibilité d'y insérer une structure symétrique de fusibles ou de sectionnement symétriquement sur les deux pôles du bus. Deux modules sont donc nécessaires pour réaliser un onduleur triphasé avec un quatrième bras en redondance comme présenté au chapitre 1.

	IGBT DUT n°1	IGBT DUT n°2
Reference	FII 40-06D	F4-50R12KS4
Encapsulant	Epoxy molded case (Cresol Novalac)	Silicone gel module (polydimethylsiloxane)
Volt [V] x Ampère [A]	600V x 25A@90°C	1200V x 50A@70°C
Longueur x Largeur puce [mm ²]	5,11 x 6,55	8,75 x 8,90
Surface de la puce [mm ²]	33,47	77,85
Epaisseur W _{Si} [μm]	105	200
Nb. wire-bonding	4	8
Ø Al wire-bonding [μm]	375	375

Tab.1 Données physiques et électriques des composants tests retenus pour la caractérisation des modes de défaillance et l'étude de l'influence de la nature de l'encapsulant.

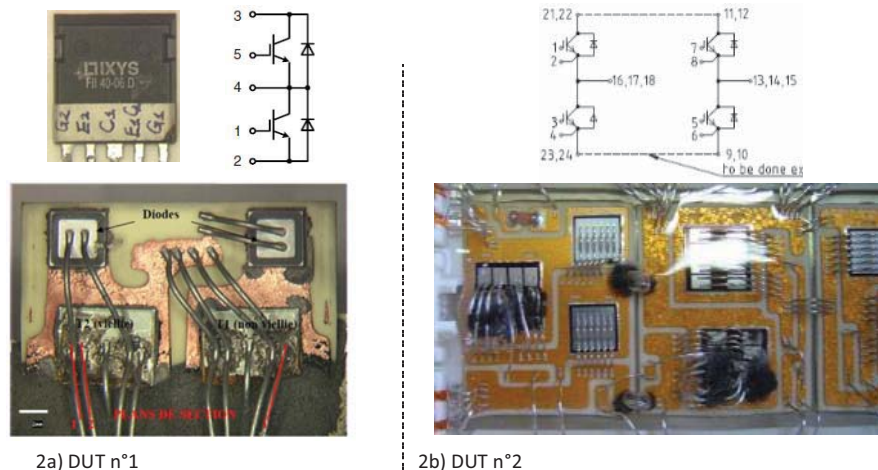


Fig. 4 a) DUT n°1, décapsulation du boîtier surmoulé Ixys™ 600V-25A@90°C; 1b) DUT n°2, ouverture du module a gel silicone Eupec™ 1200V-50A@70°C.

3) Présentation du banc de test utilisé en mode de court-circuit

Le principal défaut retenu pour caractériser les modes de défaillance des composants est celui d'un court-circuit de bras provoqué par la commande simultanée des deux transistors. Cette configuration permettra de passer en revue tous les modes de destruction des deux transistors. Des caractérisations partielles sur défaut de type avalanche et claquage sont présentées dans [10] sans que les résultats en soient profondément différents.

Les Fig. 5a) et 5b) représentent le schéma de principe et une photo du banc de test présenté au chapitre 2, adapté ici en configuration banc "court" (le module busbar déclencheur utilisé pour la caractérisation des fusibles a été retiré car le défaut est ici provoqué par la commande du bras sous test). Dans cette configuration, les caractéristiques du banc sont : $V_{DC \text{ max}} = 600V$, Energie stockée max = 330J ($8 \times 460\mu F / 600V$), $\Sigma ESR = 180\mu\Omega$, $\Sigma ESL = 120nH$ (mesuré au pont RLC HIOKI 3532-50 recalibré), courant de court-circuit max = 17kA, $I^2T_{p \text{ max}} = 48kA^2.s$ [11]. Enfin, la Fig. 5c) donne le schéma de câblage des mesures : un oscilloscope principal 4 voies TDS5034 (350MHz) est utilisé permettant l'acquisition des tensions V_B et V_A par des sondes passives classiques compensées (1/100) et V_{bus} par une sonde différentielle active Tektronix P5210 (1/100). La mesure du courant est réalisée par un jeu de sondes Rogowski (selon le calibre) de références CWT 3/6/30/150R dont le temps de propagation est compensé dans l'oscilloscope.

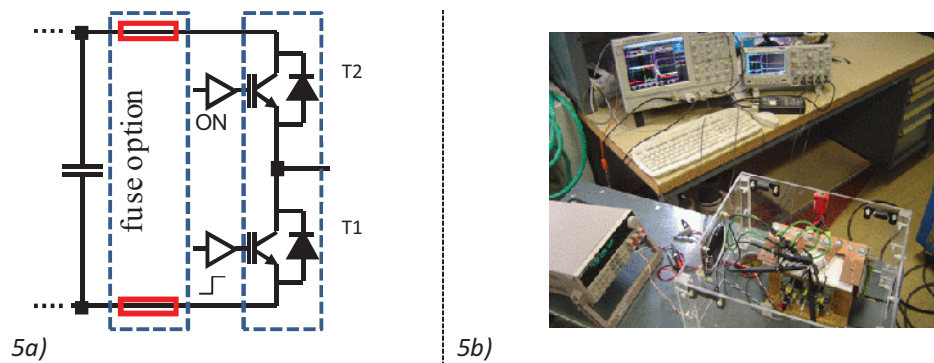


Fig. 5a) Schéma de principe pour la caractérisation des modes de défaillance en court-circuit des DUT n°1 et n°2 avec ou sans fusible; 5b) Vue d'ensemble du dispositif expérimental : connexions terminales du busbar, sondes et oscilloscopes.

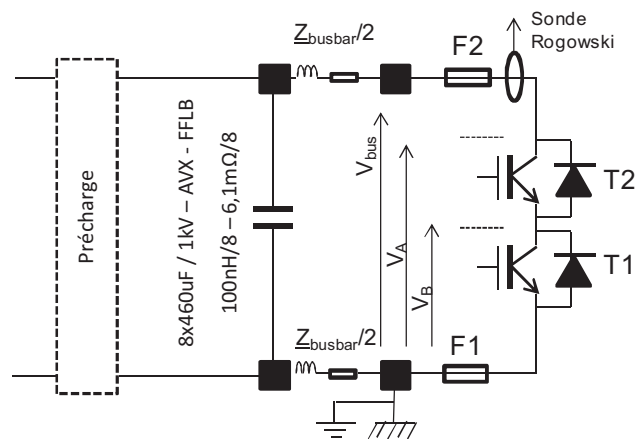


Fig. 5c) Schéma de câblage et de positionnement des sondes (fusibles en option).

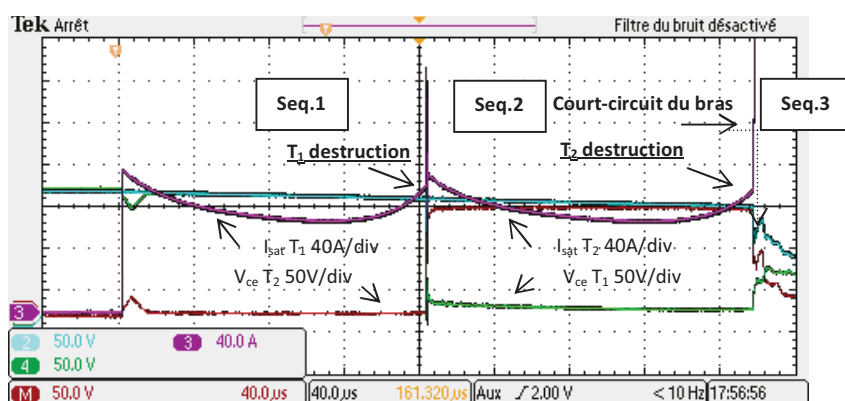
4) Caractérisation électrique comparée des composants test

4.1) Caractérisation et comparaison sans fusible / apport d'une structure fusible

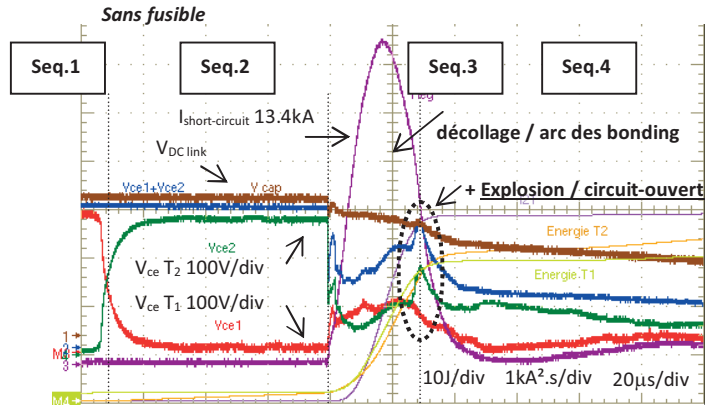
4.1.a) DUT n°1

L'analyse portera en premier lieu sur le DUT n°1 et sera dans un second temps comparée au DUT n°2. La Fig.6a) donne ainsi l'enchaînement des quatre séquences de destruction du bras d'onduleur conformément au protocole illustré en Fig. 5. Dans une telle configuration, à courant de charge nul et en considérant une dispersion des caractéristiques négligeables entre les puces T1 et T2 (seuils et gain), c'est logiquement le transistor qui se voit appliqué une transition de commande qui sature le premier : l'amorçage de T1 induit un di/dt dans la maille et un dv_{ce}/dt aux bornes de T2 initialement commandé (visible sur la Fig.6a)) donc polarisé dans sa zone ohmique, lequel subit, par effet Miller, une réinjection de charges sur sa grille et une augmentation dynamique de sa tension de grille. Cette dissymétrie sur les tensions de grille confirme l'état ohmique stable pour T2 et l'état saturé stable sur T1. La première séquence est donc caractérisée par la saturation de T1 à 140A, soit un ratio 5,6 avec le calibre @90°C, valeur usuelle pour une structure IGBT de type Non Punch Through en raison du faible gain de la partie bipolaire, et une densité de courant de saturation de 420A/cm² sur cette puce. Logiquement le courant de saturation commence par diminuer correspondant à la diminution de la

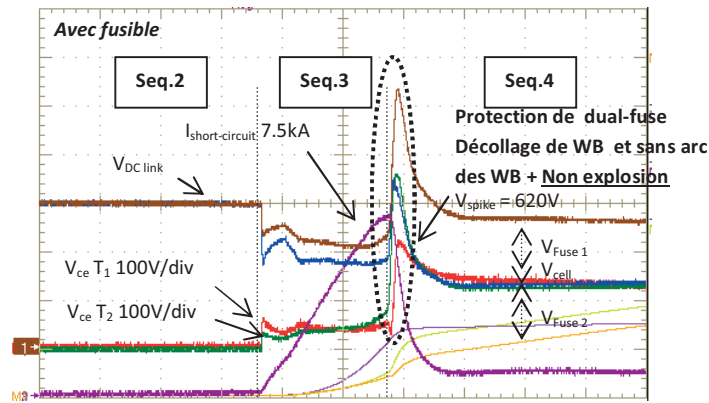
mobilité des porteurs dans le canal de la zone MOS avec l'élévation de température de jonction en premier lieu et la légère diminution de la tension du bus (décharge du condensateur du bus combiné à une chute résistive). Ce phénomène se stabilise à 100 μ s pour s'inverser puis s'emballer avant de provoquer la destruction de la puce T1 : lorsque la température est suffisamment élevée pour ioniser le cristal, le courant de fuite qui en découle devient prépondérant sur le courant de canal provoquant l'emballement puis à 165 μ s, un effet latch-up par la région NPN de l'IGBT. La sensibilité à cette emballement est à relier à la concentration de dopage de la région centrale N-, au gain en courant de la partie bipolaire et, de façon plus complexe, à la combinaison des composantes de fuite (conduction, diffusion et courant de surface). La densité d'énergie critique de destruction de la puce a été mesurée à 7J/cm² sous 150V avec les sondes décrites précédemment, et une valeur équivalente d' I^2T_{total} de destruction de 2A².s. Le claquage de T1 marque la fin de la séquence 1 puis la reprise du courant de saturation par la seconde puce en série T2 qui se sature à son tour et subit le même phénomène d'emballement, de latch-up puis de destruction marquant la fin de la séquence 2. Dans les deux cas de destruction, les tensions aux bornes des puces deviennent inférieures à la dizaine de volts montrant bien que celles-ci basculent dans un état ohmique résiduel de très faible valeur. La séquence 3, illustrée en Fig. 6b), marque ainsi le court-circuit de la maille de commutation, i.e. la décharge quasi-sinusoïdale du condensateur de bus à travers l'impédance de connexion du busbar, des pattes de connexion du boîtier et des résistances résiduelles des puces. La très forte surintensité qui en découle provoque une chute de tension ohmique $V_{ceT1} + V_{ceT2}$ fluctuante et croissante qui tend à devenir supérieure à la tension du bus et transitoirement par un forme de pic, ce qui laisse penser que les interconnexions filaires du boîtier se sont décollées de leur attache de puce ou ont localement fondues par effet fusible. Pour une tension comprise entre 100 et 150V, la destruction des interconnexions, du régime d'arc et de l'ablation de l'encapsulant qui en découle, s'accompagne d'une légère explosion et fissuration du boîtier ce qui amène évidemment à un état circuit ouvert avec fuite variable de courant du bras comme le montrent les formes d'ondes en Fig.6b) (cette explosion est très violente pour 300V ; de nombreux essais destructifs ont été réalisés de 150V à 300V).



6a)



6b)



6c)

Fig. 6 a) **Boîtier plastique surmoulé** - type 1 – court-circuit et destruction de T_1 (150V, 2.32J, 165µs), - type 2 - court-circuit et destruction de T_2 (2.37J, 176µs) et court-circuit de la cellule ; b) Aperçu de court-circuit sans fusible protégé (300V, I_{sc} peak = 13.4kA – 3.1kA².s – 66.2J) ; c) Avec dual-fuse Ferraz™ Protistor™ BS88-32A (300V, I_{sc} peak = 7.5kA - 97A².s – 24.2J).

Le Tab. 2 donne une synthèse des mesures et des calculs issus de cette première campagne d'essai. Deux estimations de température de puce ont été faites. La première (1) [12], correspond à l'hypothèse théorique de l'application d'une densité de flux de chaleur constante en surface de puce et de la propagation unidimensionnelle de l'onde de chaleur à travers la puce seule (hypothèse d'un mur semi-infini), elle correspond clairement à un pire cas i.e. à une valeur majorée ($T_{j \text{ max majorée}}$). La seconde estimation (2) [13] correspond cette fois à une approche plus empirique prenant en compte la propagation de la chaleur au-delà de l'épaisseur de la puce par une épaisseur équivalente $W_{Si} + \varphi_{Si} \cong 1,5x W_{Si}$ formulée en régime adiabatique équivalent et donnant une estimation plus réaliste de la température "moyenne" de jonction au sein cristal. Ce tableau donne également une estimation du I^2T_p (préarc) des 4 wire-bonding de la puce à partir de la relation théorique "fil long" (3) démontré au chapitre 2 comparé à la mesure. Les résultats sont cohérents entre eux et montrent que cette relation permet une bonne prédétermination de la robustesse des interconnexions d'une part et du calibrage du I^2T_p des éléments fusibles nécessaire à l'isolement du bras en toute sécurité d'autre part, i.e. sans décollement des interconnexions et fissuration du boîtier.

La Fig.6c) donne à cet effet les formes d'ondes, sous 300V, lorsque deux Protistors™ BS88 32A – $I^2T_p = 53A^2.s$ sont insérés sur les pôles + et – de la cellule de commutation. Comme le mentionne le Tab. 3, ces deux éléments permettent de réduire de 13,4kA à 7,5kA le courant crête (45%) et de 3,1kA².s à 97A².s la contrainte quadratique (96%) sur une durée de 15µs. La contrainte énergétique passe quant à elle de 66J à 24J ce qui écarte tout risque d'endommager les wire-bonding et le boîtier. Néanmoins, deux caractéristiques importantes sont à souligner lorsque ces deux fusibles sont insérés :

- la première, sur la phase d'arc, i.e. la vaporisation de la barrette Ag, la formation et d'étalement du plasma d'arc dans le corps du fusible est extrêmement dynamique donnant lieu à une variation d'impédance sur quelques microsecondes seulement. Comme cela a été montré au chapitre 2, il semble que ce comportement particulier, qui n'est pas celui obtenu sur des lignes inductives (ex. protection d'un redresseur), soit lié à la très faible énergie injectée dans la colonne de plasma (quelques Joules injectés pour une capacité dont l'énergie potentielle est supérieure à 100J) car toute cellule de commutation est conçue pour être aselfique. La forte variation de di/dt qui en découle induit une surtension non négligeable aux bornes du fusible et surtout de tous les composants placés en parallèle sur le bras défaillant, lesquels peuvent à leur tour claquer et faire apparaître une avalanche de défauts. Nous verrons au chapitre 4 que les fusibles intégrés sur carte LittleFuse™, CMS et PCB présentent un meilleur comportement transitoire.
- la seconde, sur la phase quasi-statique post-arc, ce traduit par un régime de courant de fuite (ou de "suite") lentement décroissant de plusieurs centaines de µs où le processus de vitrification des grains de quartz mélangés à des résidus métallique Ag et des vapeurs métalliques atteint lentement un régime final rendant le fusible isolant. En alternatif, ce phénomène est peu visible et non gênant car le courant passe naturellement par zéro ce qui permet au fusible d'isoler beaucoup plus facilement. Les Protistors™ ayant été conçu initialement en alternatif on comprend pourquoi les fabricants ne connaissent pas bien ce phénomène ou du moins ne l'ont pas intégré dans leur conception. Là encore, nous verrons au chapitre 4 que les fusibles miniatures de type LittleFuse™ et CMS ou encore PCB comme ceux conçus au chapitre 2 ne présentent pas ce problème, néanmoins, leur faible pouvoir de coupure oblige à les associer en matrice (série et parallèle) pour tenir l'ensemble des contraintes. Là aussi, de très nombreux résultats ont été obtenus sur calibre 32A et 50A en observant les mêmes tendances. Il faut néanmoins constater que le surcalibrage du fusible (ex. de 32A à 50A, donc un surcoût) amène à une capacité d'absorption supérieure et à une moindre chute de tension dynamique (520V contre 620V).

4.1.b) DUT n°2

Ce module à gel silicone comporte deux bras d'onduleur dont le câblage des wire-bondings n'est pas tout à fait identique sur les deux bras. La Fig. 7 donne le schéma équivalent avec la distribution des fils d'interconnexion et les valeurs de I^2T_p équivalentes issues de la relation (3). Sur le premier bras on constate une section inter-DBC à seulement 2 fils de bondings pour T_1 et 3 fils pour T_2 : ce bras sera dans la suite qualifié de "câblage asymétrique". Le second bras est quant à lui doté de sections inter-DBC à 2 fils pour les deux transistors.

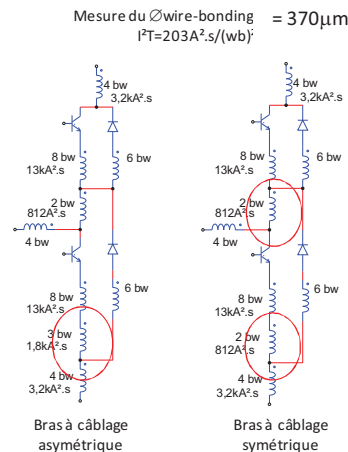


Fig. 7) Schéma filaire équivalent des deux bras d'onduleur du module à gel silicone, DUT n°2, et valeurs des I^2T_p équivalente aux fils d'interconnexion.

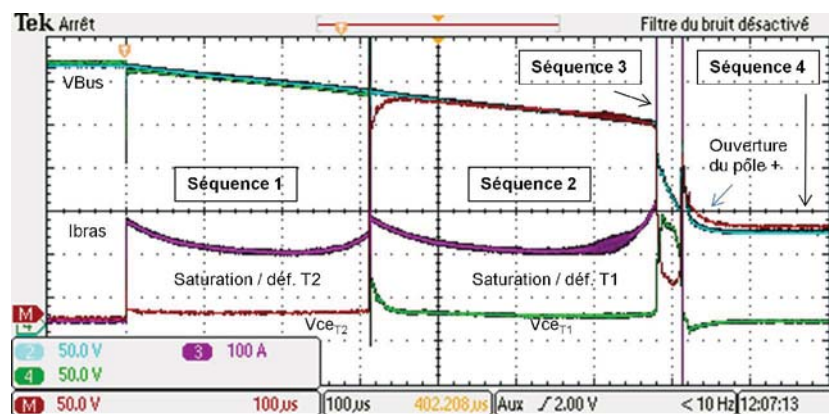
En suivant le même plan, les quatre séquences amenant à la destruction d'un bras du module à gel silicone, DUT n°2, sont reproduites en Fig. 8a). Au cours des séquences 1 et 2, le courant sature à 230A, soit un ratio de 4,6 avec le courant de calibre @70°C puis s'emballe amenant le latch-up d'une première puce puis la saturation et la destruction du bras complet. Là encore, les tensions résiduelles aux bornes des puces détruites sont inférieures à la dizaine de volts préfigurant des valeurs très faibles de résistances résiduelles. Ce niveau de saturation correspond à une densité de limitation de 295A/cm², valeur relativement faible en raison de la structure NPT IGBT ce qui permet une plus grande absorption de densité d'énergie thermique dans la phase de saturation qui est évaluée ici à 12,9J/cm² sous 300V (essai à demi-tension pour raison de sécurité). Les Fig. 8b) et 8c) donnent ensuite un zoom sur les séquences 3 et 4 où l'on observe, à la différence du DUT n°1, deux comportements possibles :

- sur le bras à câblage asymétrique, Fig. 8b), on constate bien que seule la section à 2 fils de bonding se déconnecte par effet fusible, visible par la surtension transitoire qui apparaît à ses bornes, isolant uniquement T1 alors que la section associée à T2 ne se déconnecte pas, visible par une tension presque nulle. Si le bras est globalement protégé par ses propres interconnexions, l'isolement n'est que partiel car la puce T2 défaillante entretient un chemin de défaut par le pôle – entre la charge et le bus. Ce comportement n'est donc pas sécurisant et il doit être évité.
- à l'inverse, sur le bras à câblage symétrique, Fig. 8c), on constate bien que se sont les deux sections à 2 fils de bondings qui se déconnectent quasi-simultanément, visible là encore par les surtensions transitoires à leurs bornes, isolant simultanément T1 et T2 de façon symétrique et complète vis-à-vis de la charge et du bus DC. Ce comportement est donc intrinsèquement sécurisant et il doit être recherché en privilégiant évidemment ce type de layout lors du design. Néanmoins comme le montrent les deux photos de la même Fig. 8c), le gel d'enrobage de ces fils s'est carbonisé à la fois au niveau des sections inter-DBC et des puces. Ce comportement déjà évoqué en 2.2) ne permet pas de garantir une bonne fiabilité dans le temps de la capacité d'isolement et on peut également observer que ce gel élastique n'a aucune action de protection et de maintien mécanique sur les fils de puce qui ont pour certains localement fondu au voisinage d'une des régions de perçage de la puce. Il reste

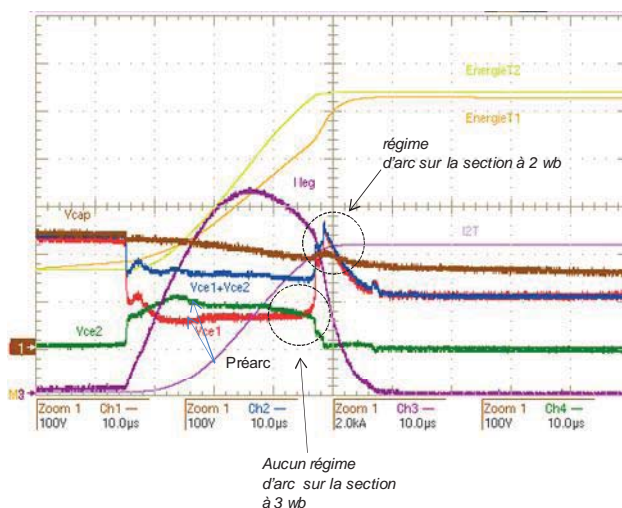
néanmoins suffisamment de fils d'attache pour que la puce puisse laisser passer du courant vue de ses bornes bien que le bras ait été isolé par les deux sections de bonding.

De nombreux essais et caractérisation ont été réalisées sur ce DUT n°2 en particulier sur le bras à câblage symétrique sous des tensions supérieures jusqu'à 600V (tension nominale d'utilisation du module). La photo reproduite en Fig.6d) confirme bien les propriétés relevées précédemment, à savoir une auto-déconnexion des sections inter-DBC provoquant naturellement l'isolement du bras au dépens d'une forte carbonisation dans le gel silicone. Dans les conditions de cet essai, l'énergie dissipée a été de 188J comparée aux 330J stockée dans le pack condensateurs du bus.

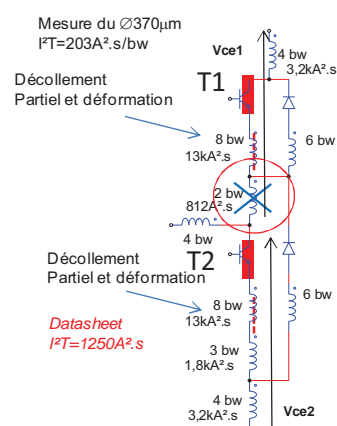
- Sur le plan quantitatif, Tab. 2, la valeur du I^2T_p sur ce module a été estimée à $1035A^2.s$ (3) correspondant à la zone la plus fragile du câblage, soit 2 fils de bonding en parallèle, valeur en adéquation avec la mesure et la data sheet, respectivement $1580A^2.s$ et $1250A^2.s$. La densité d'énergie d'explosion ramenée à la surface de puce a été mesurée à l'oscilloscope à $186J/cm^2$.

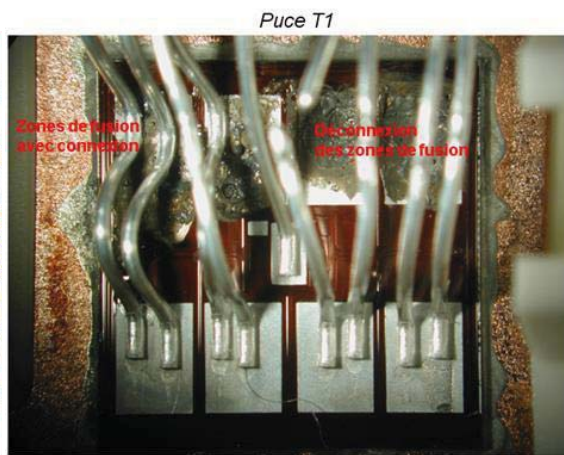
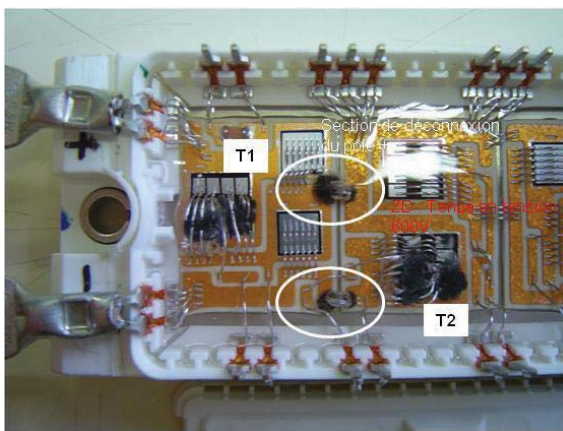
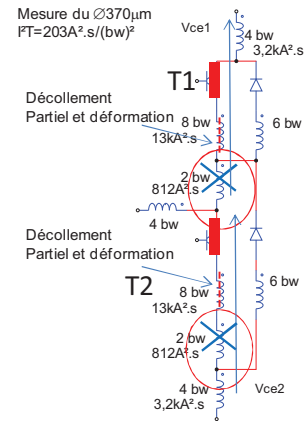
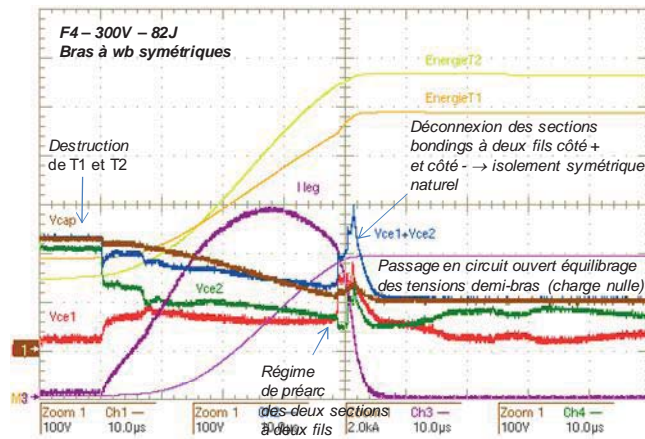


8a)

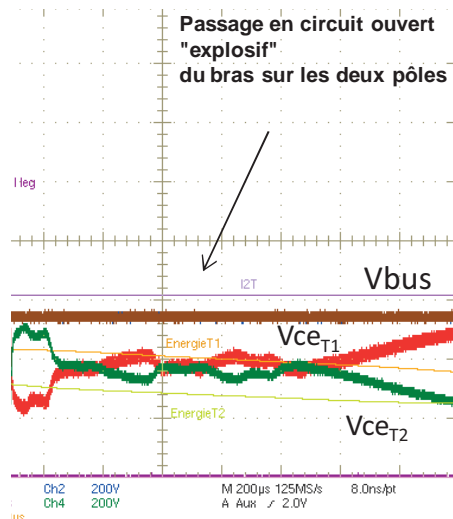
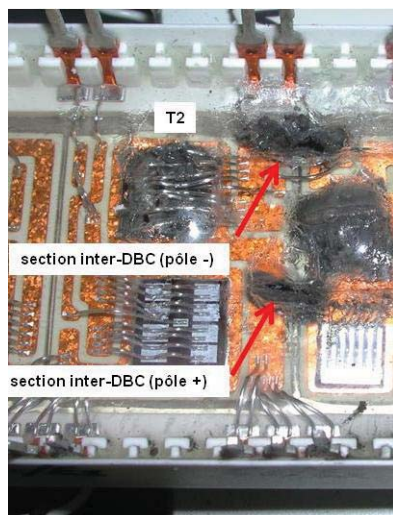


8b)





8c)

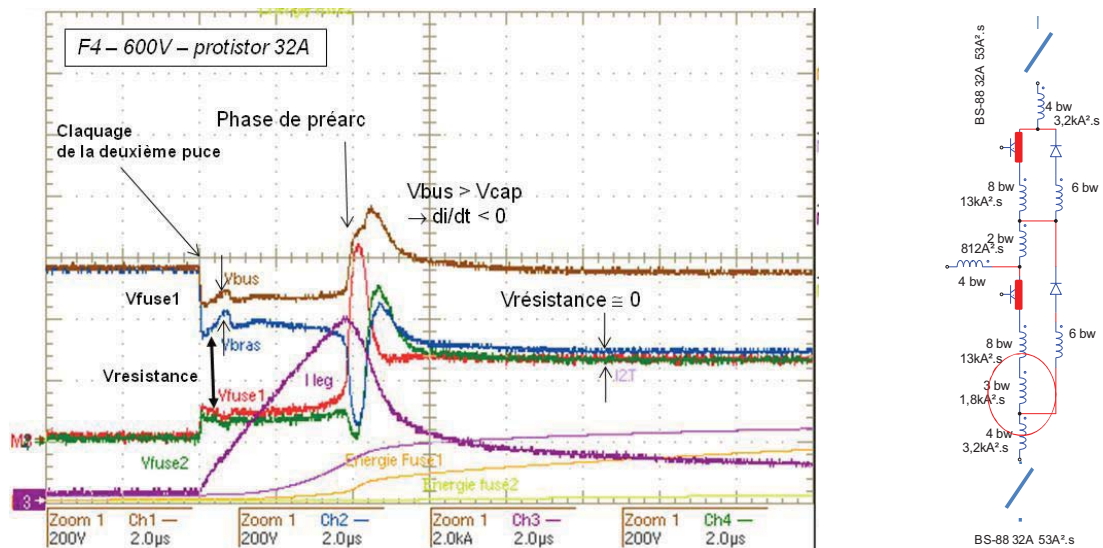


8d)

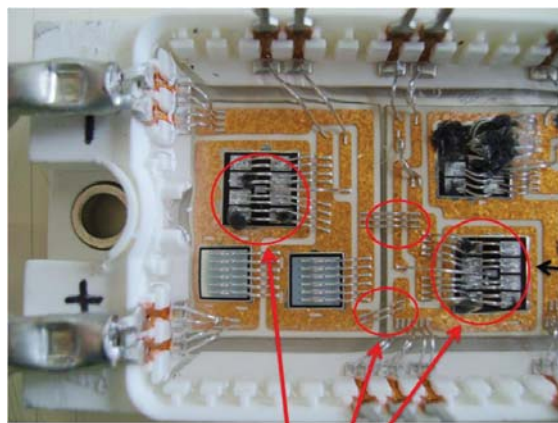
Fig. 8 a) **Module à gel silicone** – CC type 1 - CC de T_1 et défaillance, -type 2 – CC de T_2 et défaillance, maille de CC du bras sans fusible (600V, >18kA, >6kA².s, >186J) ; b) avec fusibles Ferraz™ Prostistor™ BS88-32A fusibles (600V, 6kA, 168A².s, 78,8J) – VERSION asymétrique, c) VERSION symétrique, d) Exemple de l'état d'endommagement du gel silicone du module après la destruction des puces et des bondings sous 600V sans aucune protection.

Chapitre 3

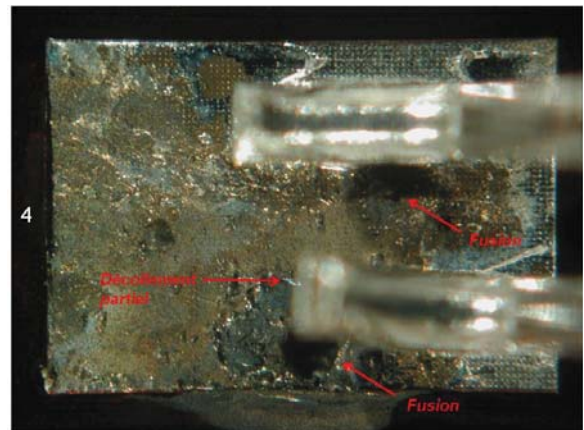
Nous avons ensuite cherché à protéger efficacement le DUT n°2 par l'insertion de fusibles rapides, i.e. isoler symétriquement le bras sans endommager les interconnexions filaires. La Fig.9a) donne les formes d'ondes obtenues avec les mêmes fusibles BS88 - 32A - $53A^2.s$ - 250V, où l'on retrouve les surtensions transitoires aux bornes des éléments et la présence d'une fuite lentement décroissante en régime post-arc. La photo du module ouvert reproduite en 9b) montre bien la très bonne sélectivité réalisée entre les fusibles et les sections de bonding qui sont restés solidaires de leur attache aussi bien sur les DBC que sur les puces, lesquelles sont en court-circuit par différentes zones de perçage qui sont bien visibles sur la photo.



9a)



Les protistors 32A protègent bien les faisceaux de bondings y compris au voisinage des zones de fusion.

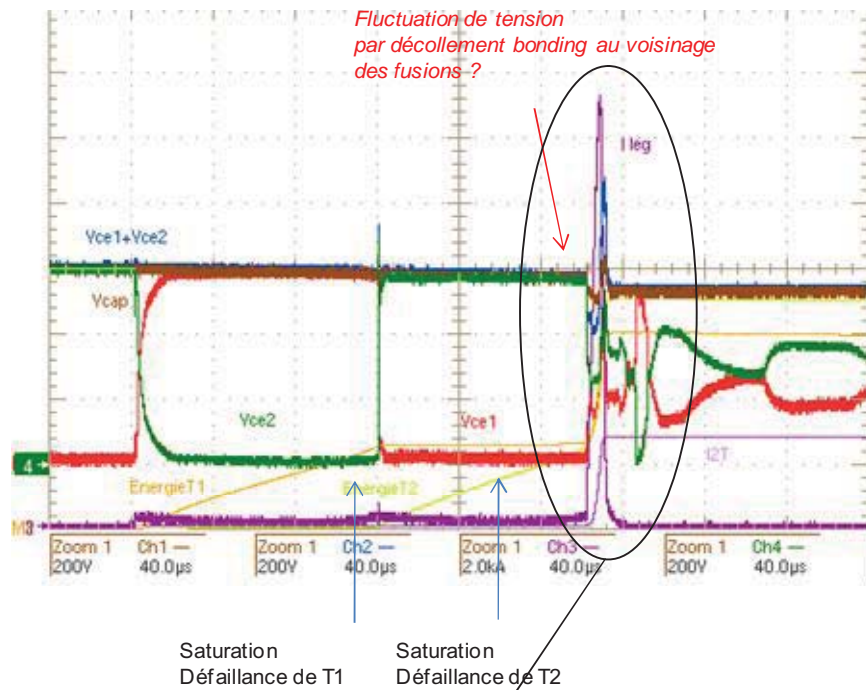


9b)

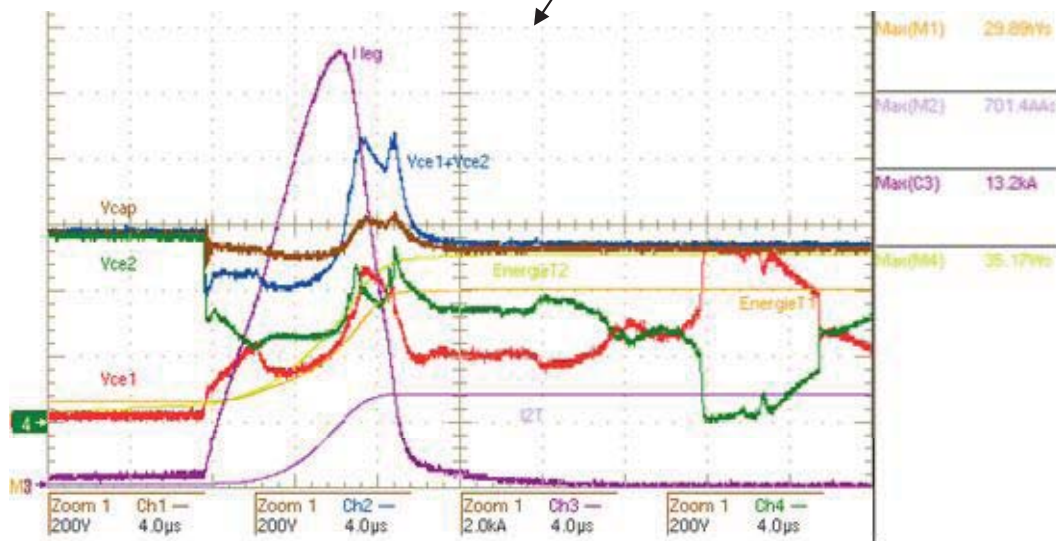
Fig. 9 Isolement d'un bras du module DUT n°2 par insertion de deux fusibles rapides BS88 - 32A - $53A^2.s$ - 250V sur les pôles, a) formes d'ondes, b) visualisation de l'intégrité des faisceaux de bonding (décollement partiel d'un des fils de bonding) après isolement par les fusibles.

Comme le mentionne le Tab. 3, même perfectible, ce type de protection permet de réduire de façon très importante le courant de court-circuit de plus de 18kA à 6kA, le I^2T_p de plus de 6kA².s à 168A².s et enfin l'énergie dissipée de 186J à 79J (aucune explosion).

Toujours sous la même tension d'essais de 600V, nous avons testé une idée simple : plutôt que d'insérer des fusibles avec leur impédance d'insertion nous avons essayé de calibrer les faisceaux de bonding existants sur les pôles de manière à pouvoir isoler symétriquement de façon sélective par rapport aux autres faisceaux. Dans le cas présent, le principe est discutable car il ne faut laisser qu'un seul bonding sur chaque pôle (donc sectionner manuellement les 3 bondings à travers le gel silicone) pour arriver à localiser la zone de fusion. La contrainte thermique nominale est donc excessive dans cet unique bonding de connexion (effet joule multiplié par 16). Des essais ont été réalisés sur les deux types de bras, en résumé, la Fig. 10a) reproduit les formes d'ondes de fusion des deux bondings d'isolement en série sur le bras à câblage symétrique comme le montre la photo Fig. 10b). L'isolement est obtenu malgré une contrainte en courant crête et I^2T_p nettement supérieure à la prévision théorique (700A².s total mesuré contre 300A².s préarc calculé). Les surtensions d'arc sont bien synchrones sur les deux transistors mais avec une succession de spikes erratiques. Bien que les résultats soient positifs, une adaptation de la technologie est nécessaire dans ce cas permettant de mieux stabiliser et fiabiliser ce comportement par un design et des choix de matériaux adaptés (ex. enrobage des bonding par un vernis fortement chargé en silice, mica ou alumine).

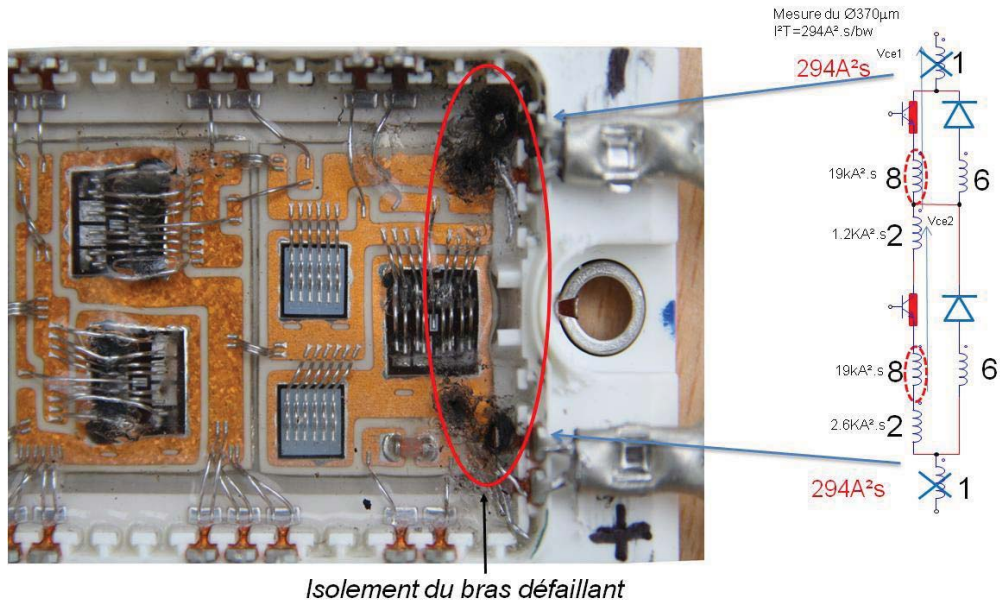


10a)



Zoom sur la séquence d'isolement

10b)



10c)

Fig. 10 Essai de "bonding fusible" sur le module à gel silicone, DUT n°2, a) formes d'ondes montrant l'isolement sélectif réussi et les spikes erratiques, b) visualisation de l'état du module après isolement les bondings élémentaires sur les pôles.

	E_s/cm^2 mesuré [J/cm² - destruction] Fig.4a) / 5a)	$T_{j \text{ die MAX}}$ hupper bound estimation (1) [°C]	$T_{j \text{ die MAX}}$ lower bound estimation (2) [°C]	$E_{\text{explosion}}/\text{cm}^2$ mesuré [J/cm² - die] Fig.4b)/5b)	I^2T_p de wire- bonding estimation [A².s] (3)	I^2T_p de wire- bonding mesuré [A².s] Fig.4b)/5b)
Destruction du boîtier plastique surmoulé @300V	7,0	695	346	89 (60J pour le boîtier)	259 / wire <u>4.1k</u> / total (4 x wire destruction) voir Fig.1a)	<u>3118</u> (Datasheet= unknown)
Destruction du module gel silicone @600V	12,9 (300V)	-	372	119 (186J pour le module)	259 / wire <u>1035</u> / total (2 x wire sur DBC ≠ destruction) voir Fig.1b)	<u>1580</u> (Datasheet = 1250)

Tab. 2 Densité énergétique maximale de destruction pendant le CC type 1 et 2 de court-circuit (E_s), la température de jonction maximum (T_j), I^2T_p des wire-bonding des mesures et des estimations pour les deux packages.

$$T_{j \text{ MAX (HB)}} - T_{\text{backside}} = \frac{2\phi}{\mu_{Si} \cdot C_{pSi}} \sqrt{\frac{\Delta T_{sc}}{\pi \cdot D_{Si}}} \quad (1)$$

$$T_{j \text{ MAX (LB)}} - T_{\text{backside}} = \frac{E_s}{\mu_{Si} \cdot C_{pSi} \cdot (W_{Si} + \phi_{Si})} \quad (2)$$

$$I^2 T_p = \frac{\mu_{wb} \cdot C_{pwb} \cdot S_{wb}^2}{\alpha \cdot \rho_{wbT_{ref}}} \ln \frac{1 + \alpha \cdot (T_{fusion} - T_{ref})}{1 + \alpha \cdot (T_{init} - T_{ref})} \quad (3)$$

Définition: ϕ (densité de flux de chaleur), E_s (densité d'énergie thermique), W_{Si} (épaisseur de la puce), ϕ_{Si} (diffusion thermique à l'arrière de la puce), ΔT_{sc} (durée de saturation), D_{Si} (diffusivité thermique de Si), μ_{Si} , μ_{wp} , C_{pSi} , C_{pwb} (densité et chaleur spécifique de Si et Al wire-bonding), α est le coefficient de sensibilité thermique d'Al wire-bonding, $\rho_{wbT_{ref}}$ (Al résistivité à T_{ref}), S_{wb} (section transversale du fil de bonding), T_{fusion} , T_{init} et T_{ref} (température de fusion du fil Al), ici $T_{ref} = T_{init}$.

	DUT n°1@300V		DUT n°2@600V	
	Sans fusible	Avec fusible	Sans fusible	Avec fusible
Courant crête [kA]	13,4	7,5	> 18	6
$I^2 T_{total}$ [A ² .s]	3,1k	97	> 6k	168
Total Energy [J]	66,2	24,2	186	78,8
Décollage _{bw} /Explos.	Légère/légère	Non/Non	Oui/Oui	Non/Non

Tab.3 Comparaison numérique sans fusible et avec fusible.

4.2) Caractérisation ohmique comparée de la résistance de court-circuit

Nous nous attachons maintenant à caractériser les zones ohmiques résiduelles des puces détruites en régime de court-circuit avec fusibles dans les cas du DUT n°1 et du DUT n°2. Il s'agit en particulier d'évaluer la qualité et la durabilité du mode de défaillance en CC afin d'orienter voire d'adapter la technologie d'encapsulation de ces composants afin qu'ils puissent répondre au mieux au convertisseur à connexion secours série par le "coupleur – aiguilleur à diodes", breveté et présenté au chapitre 1.

4.2.a) R_{cc} du DUT n°1 et Reverse technologique

Nous avons déjà souligné l'intérêt que présente le boîtier massif surmoulé à résine époxy injectée pour bénéficier d'un mode de défaillance en CC. En effet, enrobés et pris dans la masse de l'encapsulant, les fils de bondings sont ainsi mécaniquement maintenus en contact sur la métallisation d'émetteur et sur le substrat DBC après que les fusibles aient isolé le bras par les pôles. Un exemple de puce défaillante dans ces conditions a été reproduit et vu antérieurement en Fig.2a) où l'on voit bien, globalement, l'intégrité des fils de bondings (ex. 2 x fusibles 50A – $I^2 T_{clear} = 350A^2.s$ – Energie dissipée = 24J).

L'étape suivante a été de mesurer la R_{cc} de différentes puces détruites dans ces conditions par une mesure "quatre fils" au plus près du boîtier pour s'affranchir des résistances de contact et de la résistance des pattes de connexion. Les Fig. 11a) donne une photo du dispositif de mesure comprenant un générateur de courant (Alim. de précision Toellner™ 25A), un multimètre numérique de précision K2700 et un support thermorégulé sur lequel sont bridés les boîtiers à caractériser. Le graphique de la Fig. 11b) donne les deux courbes du composant de la Fig. 2a) sur [0, 10A] qui a été détruit sous 100V – 9,2J – $I^2 T_{eq} = 303A^2.s$, i.e. en dessous de sa limite d'explosion. Les caractéristiques obtenues sont rectilignes sans effet mémoire (pas d'hystérésis) sur ce premier composant, passant par zéro et à sensibilité thermique positive. Les valeurs des pentes sont respectivement de 2,8mΩ @80°C à 2,3mΩ @25°C, valeurs très faibles (20 fois inférieures à la résistance équivalente nominale)

qui relatent un comportement général très faiblement ohmique de nature "métallique" de la puce défaillante.

Pour comprendre l'origine de cette caractéristique nous avons procédé, en relation avec Serma Technologies™, à la décapsulation chimique par acide d'un second boîtier dont les puces ont été détruites dans des conditions similaires avec fusibles Protistor™ BS88 50A, sous 300V, limitant les contraintes de destruction à $6,1J - 354A^2.s$. Le "reverse" de ce composant est visible en Fig.12. La photo 12b) montre bien de grandes zones d'endommagement de la puce autour des régions d'attache des fils de bonding, par de larges régions de refusion du plan d'Al avec des résidus d'encapsulant époxy carbonisés. Cette refusion déborde même localement en périphérie sur les anneaux de garde et tend même de façon localisé à déborder en dehors de la puce (ce qui reviendrait à "shunter" métalliquement la puce en parallèle ! ...). Les attaches des fils sont bien solidaires du plan d'Al et nous nous sommes donc intéressés à localiser les régions de conduction de cette puce. A cet effet la Fig.12c) montre une carte de température par IR obtenue pour un courant injecté de 10A ce qui nous permet de localiser la région principale de perçage de la puce présentant la plus faible résistance apparente à l'aplomb du pied du premier fil de bonding. On peut également visualiser en parallèle, à l'aplomb des pieds des trois autres fils, des régions de perçage sans doute similaires mais de résistance apparente supérieure, donc a priori moins bien formées dans l'épaisseur de la puce que la première, car l'échauffement et donc a priori le courant qui y circule y est moindre. Cette localisation nous permet de positionner un plan de microsection qui est reproduit en 12d) et zoomé en 12e). Au moyen d'un microscope, on y voit clairement la zone de perçage du silicium fondu remplie par l'interdiffusion de l'aluminium provenant du dessus (fusion locale de la métallisation et du pied de bonding) et du joint de brasure provenant du dessous sous la forme d'un "pont" métallique, relativement inhomogène dans son aspect, mais traversant toute l'épaisseur de la puce percée et ainsi réalisant un véritable "shunt" de la puce. Pour confirmer cette analyse, une spectroscopie par rayon-X (EDX) a été réalisée en Fig. 13 où les pics dominants révèlent effectivement la teneur en Al et Pb de l'alliage à l'intérieur du perçage.

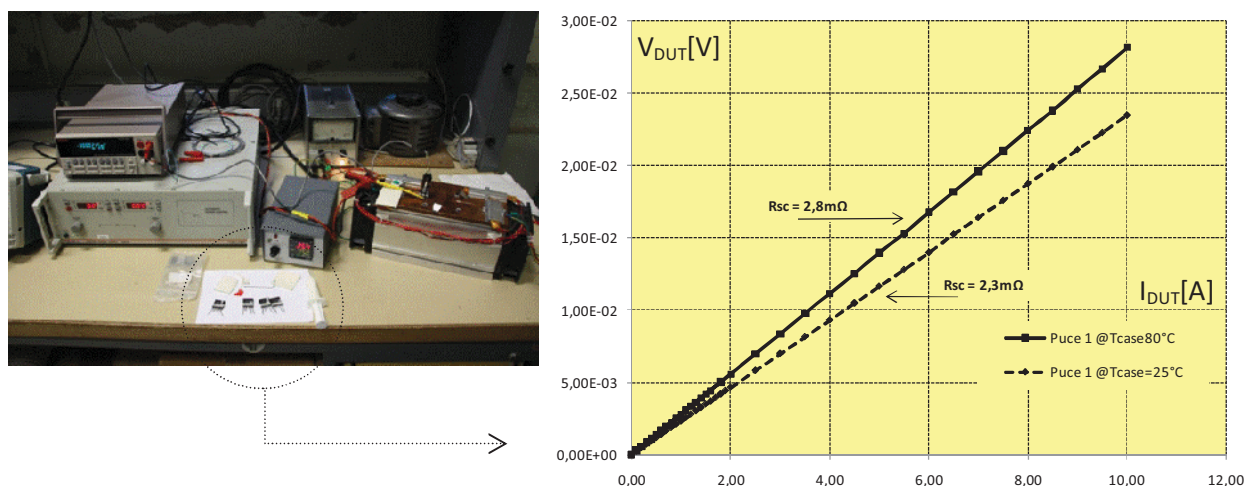


Fig.11 a) R_{sc} mesure avec banc test ; b) $V(I)$ Mesure @ $T_{jc} \in [25^{\circ}C, 90^{\circ}C]$ (destruction sous 100V – 9,2J – DUT n°2 - échantillon n°7).

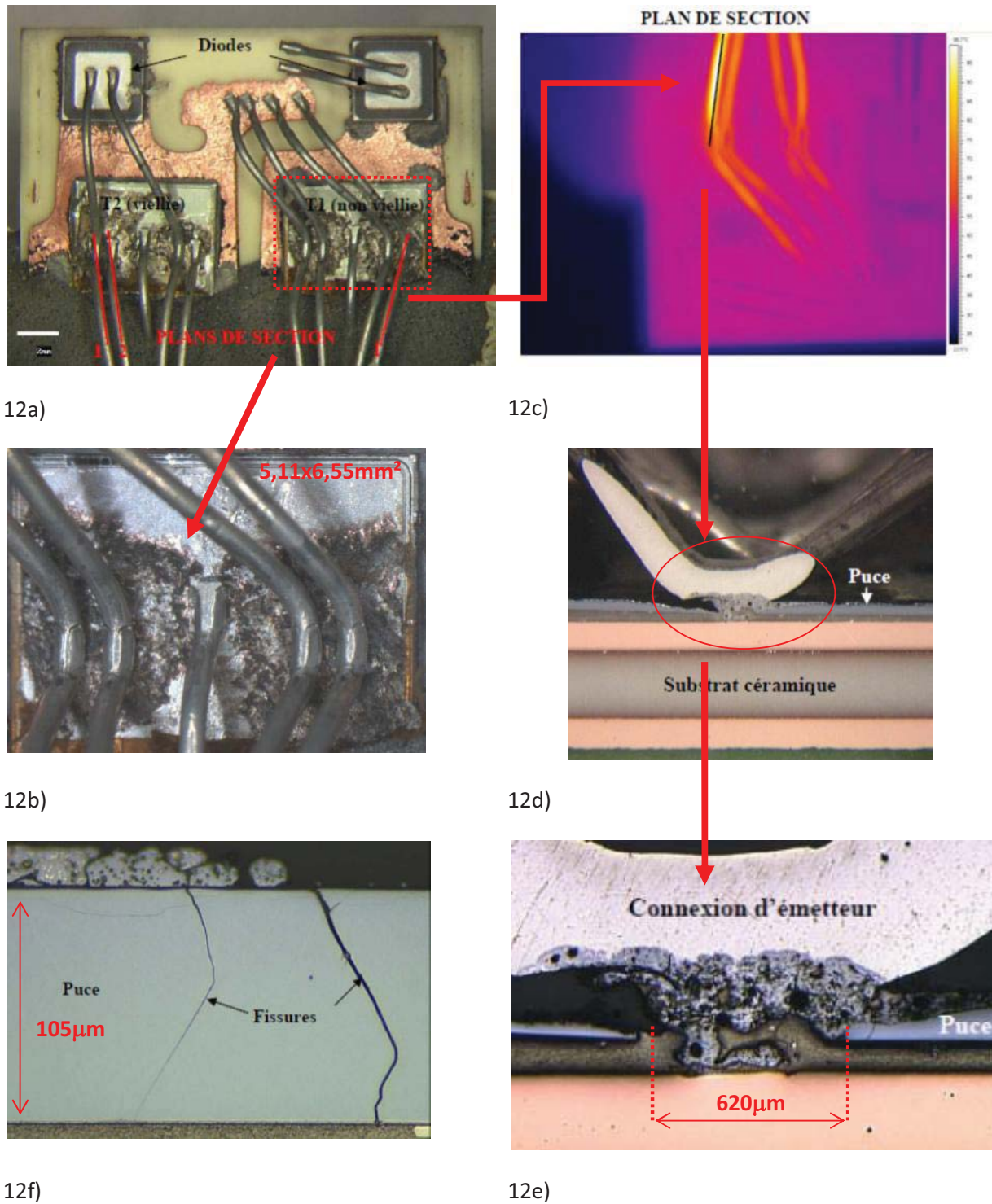
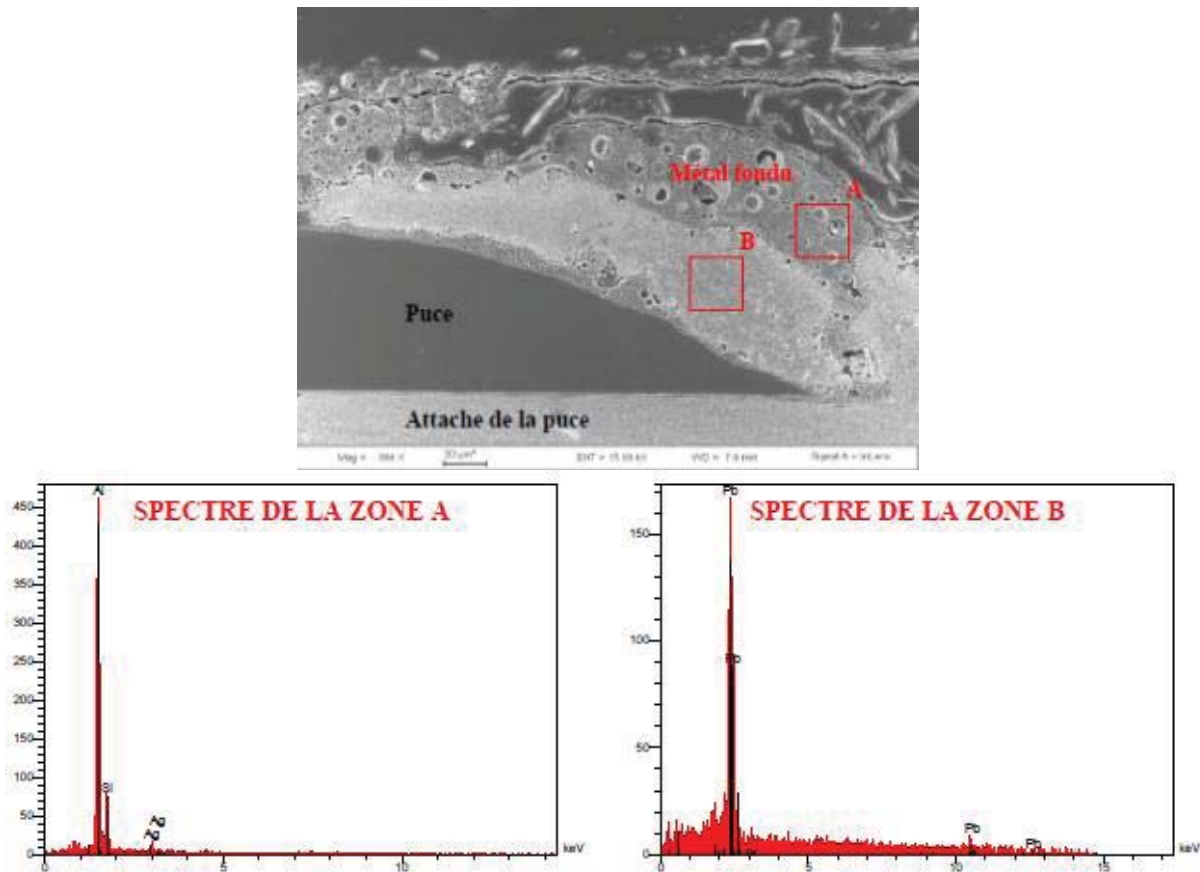


Fig.12) Décapsulation et reverse complet d'une puce détruite par court-circuit sous faible énergie (300V – 6,1J – 354A².s – échantillon n°13), a) composant ouvert, b) zoom sur la puce étudiée, c) localisation de la région de conduction par IR @ 10A – spot à 100°C, d) microsection et observation au microscope de la zone de perçage et du pont métallique traversant, e) zoom, f) observation de fissures dans l'épaisseur de la puce.



L'analyse précédente et la confirmation par les moyens technologiques mis en œuvre permettent de comprendre l'origine physique de ce mode de défaillance faiblement ohmique. Nous avons voulu caractériser plus complètement la valeur de cette résistance métallique en fonction des niveaux énergétiques amenant la destruction de la puce. A cet effet, un lot d'une quinzaine de boîtiers (une trentaine de puces) a été détruit en court-circuit dans des conditions énergétiques et de I^2T maîtrisés, puis mesurés à deux températures de boîtier. Les résultats sont fournis en Fig.14a) sous la forme d'un abaque référencé en énergie totale de destruction et en Fig.14b) référencés en I^2T total de destruction. En restant sur la plage de non explosion du boîtier, on constate que la R_{cc} sera d'autant plus faible que la contrainte injectée sera élevée, correspondant, on peut l'imaginer à la quantité de matière fondue dont une grande partie correspond à l'alliage métallique et donc à la section apparente du pont traversant.

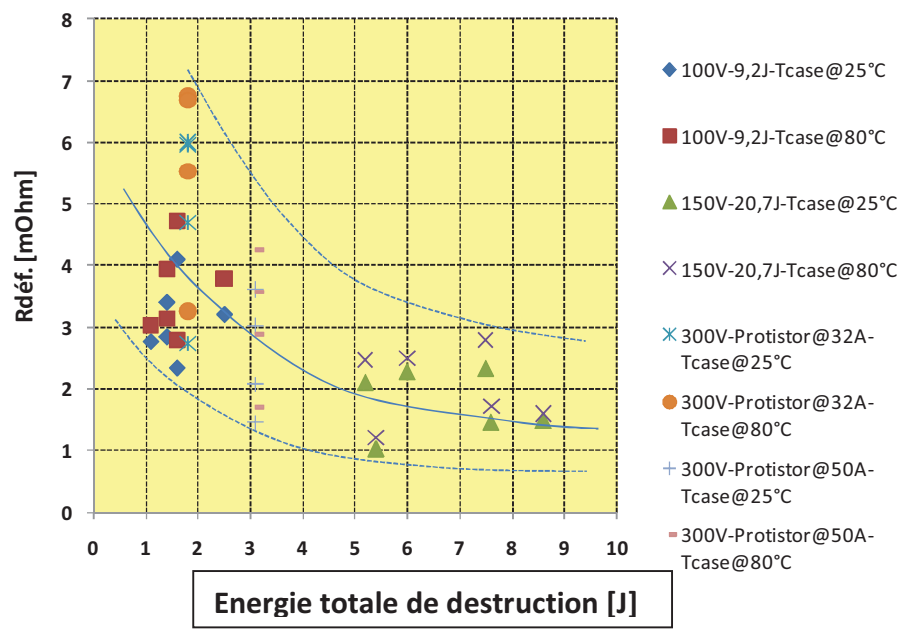
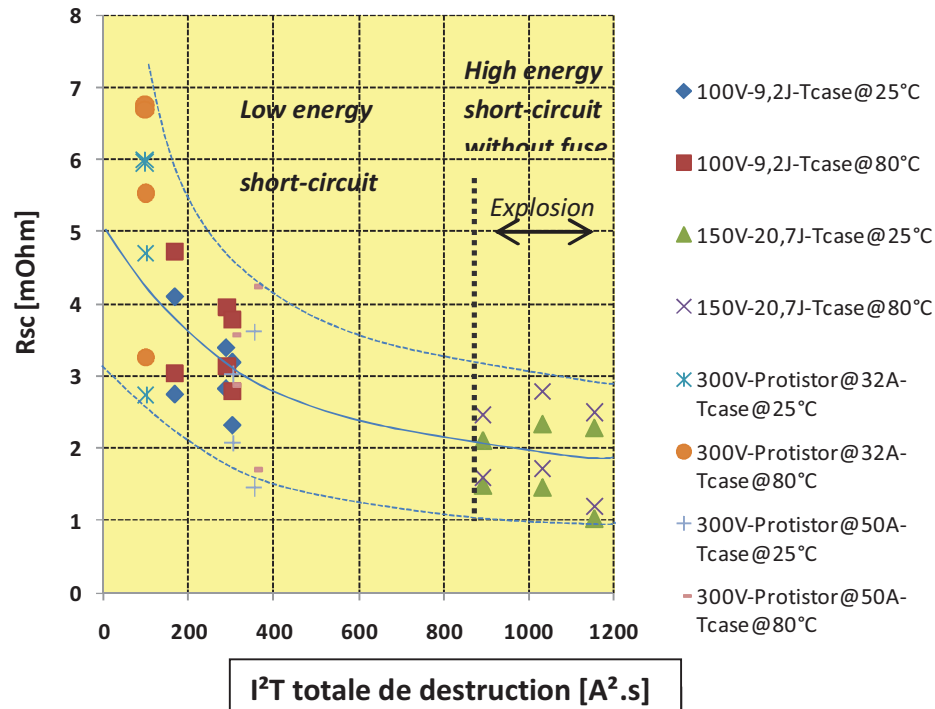


Fig. 14) Comportement ohmique global d'un lot de puces détruites à faible énergie sous différentes contraintes, a) représentation en I^2T de destruction, b) représentation en énergie de destruction.

4.2.b) Vieillessement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°1

Une des premières questions qui vient à l'esprit au vue des ces résultats est le niveau de fiabilité de ce mode de défaillance. A ce sujet l'abaque précédent met déjà en évidence une forte dispersion des

valeurs de R_{cc} lorsque la contrainte diminue montrant que la reproductibilité est médiocre, mettant en jeu une forte sensibilité des conditions expérimentales et des dispersions technologiques dans les interconnexions et le report de puce. Malgré cette grande variabilité, nous avons voulu étudier la stabilité de la R_{cc} par un premier essai d'endurance lorsque le composant est attaqué à courant constant par tranche d'une dizaine d'heures. A cet effet, la Fig.15 reproduit les résultats où la R_{cc} est normalisée au début des trois passes successives d'endurance à 25%, 50% et 75% du courant nominal. Les courbes montrent une évolution lente et de faible amplitude (<5% / 10h) que nous ne savons pas réellement expliquer aujourd'hui. Bien que le composant sous test soit encore encapsulé à ce stade, celui-ci n'est pas hermétique et il n'est pas impossible qu'un phénomène d'oxydation de l'alliage se produise.

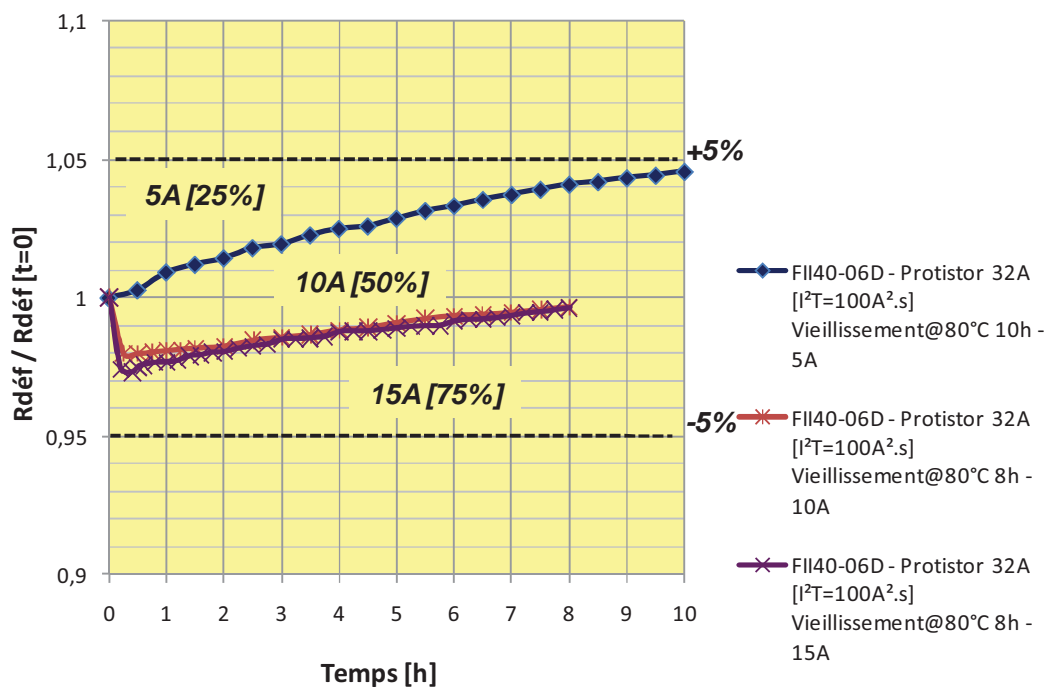


Fig. 15 Vieillessement sur "temps court" de la R_{cc} d'une puce détruite en court-circuit ($300V - 6,1J - 354A^2.s$ – échantillon n°13).

Au début des deuxième et troisième passes, nous avons constaté une légère baisse de la R_{cc} dès le premier point, la dynamique est ensuite conservée. Ce phénomène a été observé sur de nombreux échantillons et on peut imaginer qu'il corresponde à un effet que nous avons nommé "reformatage" de la zone de perçage métallique, à l'image d'une soudure électrique : l'augmentation du courant provoque une augmentation quadratique des pertes sur une section et dans un volume initial et donc un échauffement qui peut amener à la refusion d'un volume de métal supplémentaire environnant, augmentant la section apparente du pont jusqu'à ce qu'un nouvel équilibre thermique soit atteint : en s'élargissant, le canal voit sa résistance diminuer ce qui tend à réduire son échauffement. La Tab. 4 donne un résumé des valeurs ainsi obtenues où est visible ce phénomène de reformatage dont nous reparlerons plus en détail avec le DUT n°2.

Boîtier n°13 – T2@Tcase=80°C	R[t=0]	R[vieille]
5A [25%]	4,33mΩ	4,53mΩ - 0,11W [10h]
10A [50%]	4,58mΩ → 4,49mΩ	4,56mΩ - 0,45W [8h]
15A [75%]	4,998mΩ → 4,863mΩ	4,979mΩ - 1,12W [8h]

Rq : Dérive alim < 1/1000 sur $\Delta T = 4h$

Tab.4 Résumé des valeurs de R_{cc} sur essai de vieillissement "temps court" d'une puce détruite en court-circuit (300V – 6,1J – 354A².s – échantillon n°13).

A l'issue de cette campagne nous avons procédé à l'analyse comparative entre une puce non vieillie et une puce vieillie au niveau de la zone de perçage principal. Les Fig.16a) et 16b) montrent la dégradation du pont traversant dont la section apparente diminue par l'apparition de cavités et de bulles (régions de couleur noire) ce qui donne des éléments de compréhension à ce phénomène de vieillissement.

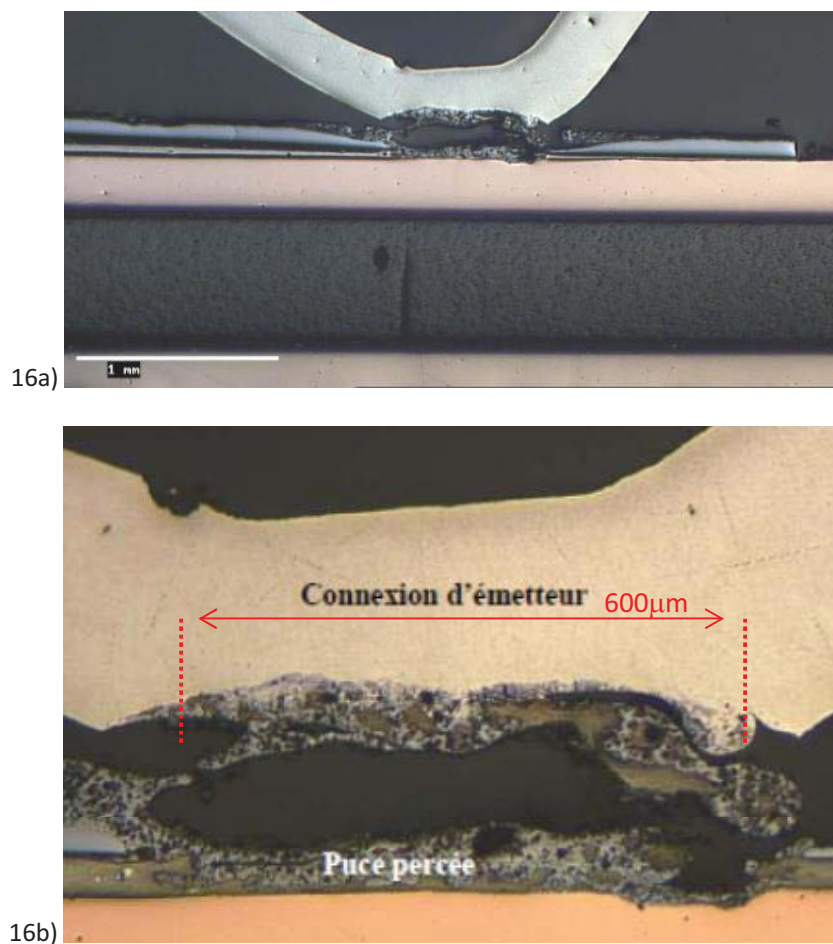
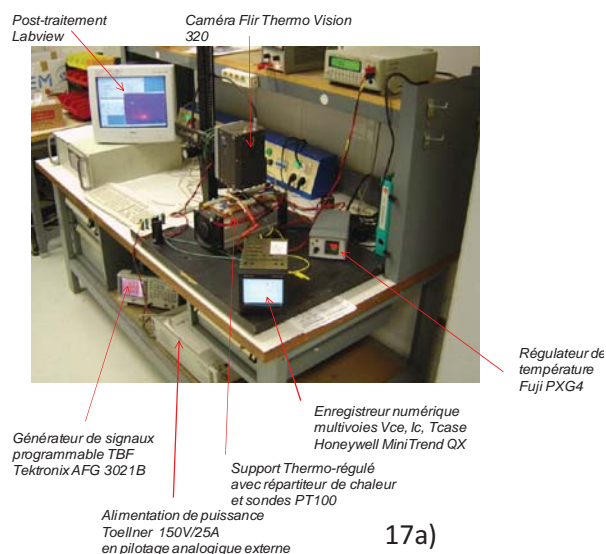


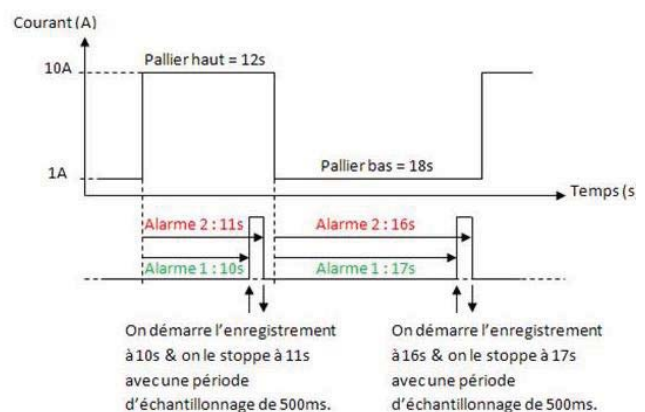
Fig. 16 Microsection d'une puce détruite en court-circuit (300V – 6,1J – 354A².s – échantillon n°13 – T2) puis vieillie par endurance selon le protocole de la Fig. 9, a) microsection, b) zoom.

4.2.c) Vieillessement sur "temps long" de la R_{cc} du DUT n°1

Afin d'étudier la tenue au vieillissement dans des conditions à la fois plus réalistes et plus contraignantes, nous avons monté une petite plate-forme de cyclage thermique actif dont les éléments principaux sont représentés dans la photo 17a). Une alimentation continue pilotable en externe vient injecter un courant en créneaux à très basse-fréquence de manière à pouvoir produire un effet joule et des contraintes thermomécaniques cyclées et localisées dans la zone de perçage de la puce ; contraintes représentatives d'un fonctionnement de type traction (démarrage) – freinage (arrêt) par exemple. Le cycle retenu est représenté en Fig. 17b), il est couramment employé dans les essais de cyclage des puces de puissance : les durées des paliers sont choisies au moins une décade au dessus de la constante de temps thermique totale du boîtier de façon à atteindre largement l'équilibre thermique, avec un palier de refroidissement de durée supérieure à la durée du palier de chauffage afin que la température initiale en début de cycle suivant soit bien celle imposée par le support (cycle 12/18s). Ce support est une plaque en cuivre thermo-régulée à 80°C par des résistances. Le palier de chauffage est réglé à 25A (courant nominal de la puce) et le palier de refroidissement est fixé à 1A ; ce courant résiduel va permettre de polariser suffisamment la zone de perçage de manière à réaliser automatiquement une mesure ohmique sans que l'auto-échauffement en soit significatif et source de biais dans la caractérisation. Un enregistreur numérique avec disque dur permet de visualiser les courbes de tension et de courant (mesure 4 fils) préalablement détruit ainsi que la température de boîtier. Afin d'économiser l'espace disque, seuls les trois derniers points de mesure précédents la dernière seconde de chaque palier sont enregistrés puis moyennés afin d'en extraire le suivi "moyen" de la R_{cc} du perçage. La récupération des données est réalisée sur un support de stockage externe amovible sans qu'il faille arrêter le banc de cyclage. Les résultats sont donnés en Fig. 17c) et résumés dans le Tab. 5. La durée de vieillissement qui est reproduite dans ce mémoire est de 624h où l'on obtient une dérive relative identique à chaud et à froid de 21,1% dont la pente tend d'ailleurs à faiblir à partir de 300h. Bien qu'intéressant dans l'absolu comme résultat pour prouver la durabilité du mode de défaillance, nous ne savons pas aujourd'hui expliquer cette tendance (boîtier non hermétique : lente oxydation du métal ?).



17a)



17b)

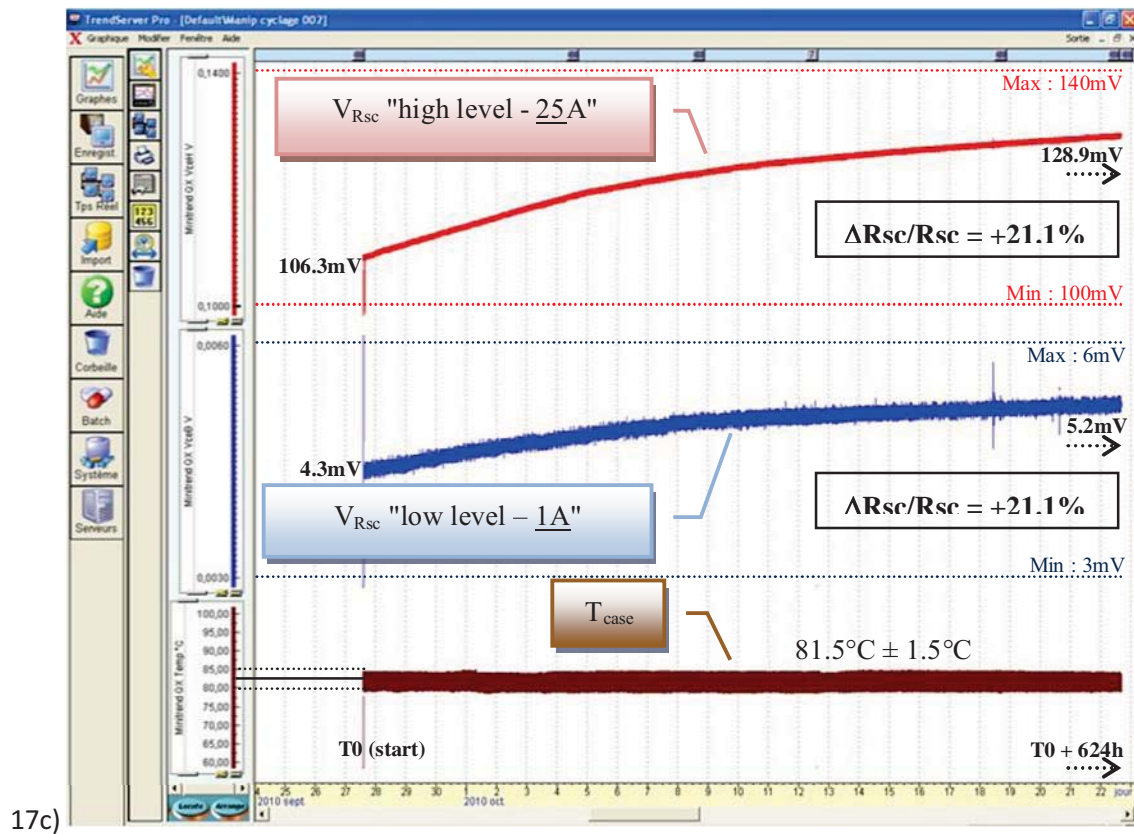


Fig.17 Résultat de vieillissement sur "temps long" d'une puce détruite en court-circuit de faible énergie (100V – 9,2J – 167A².s – échantillon n°6 – T₁ non vieilli - T₂ vieilli) puis vieillie par endurance selon le protocole de la Fig. 9, a) microsection, b) zoom.

	Début de test cyclage (T0)-T _{case} =81,5°C	Fin de test cyclage (T0+624h)-T _{case} =81,5°C
V Rsc @ 1A [mV]	4,3	5,2
Rsc @ 1A [mΩ]	4,21	5,10
Δ Rsc @ 1A (dérive)	+21,1%	
V Rsc @ 25A [mV]	106,3	128,9
Rsc @ 25A [mΩ]	4,27	5,17
Δ Rsc @ 25A (dérive)	+21,1%	

Tab. 5 Résumé des valeurs de vieillissement sur "temps long" d'une puce détruite en court-circuit de faible énergie (100V – 9,2J – 167A².s – échantillon n°6 – T₁ non vieilli - T₂ vieilli) puis vieillie par endurance selon le protocole de la Fig. 9.

Un ultime "reverse" du boîtier utilisé durant cette campagne de cyclage est visible par les photos de la Fig. 18. Ces deux puces ont été détruites identiquement par court-circuit sous 100V avec comme contraintes 9,2J et 167A².s. La puce sur la droite, T₁, est non vieilli, tandis que la puce de gauche, T₂ a été vieillie selon le protocole de la Fig.17b). On constate que la puce vieillie possède une zone de refusion de métal couvrant toute la puce incluant les quatre pieds de bonding d'émetteur avec, visuellement, bien qu'il soit difficile d'être catégorique et de conclure, un travail du métal plus important et de résidu d'encapsulant plus épais que sur le métal de la puce non vieillie. Enfin, la Fig. 18d) montre les zones de conduction des deux puces par les régions dominantes de perçage. Il apparaît que la conduction sur la puce vieillie est encore plus inhomogène que sur la puce non vieillie.

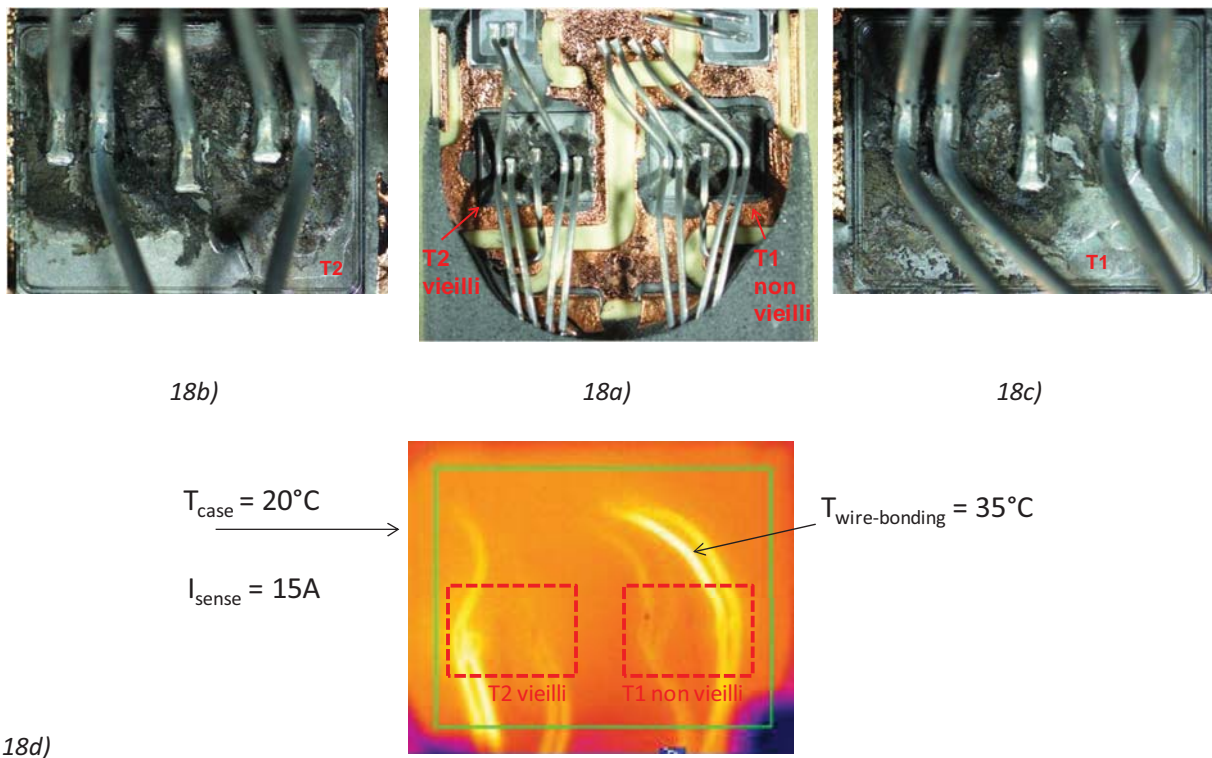


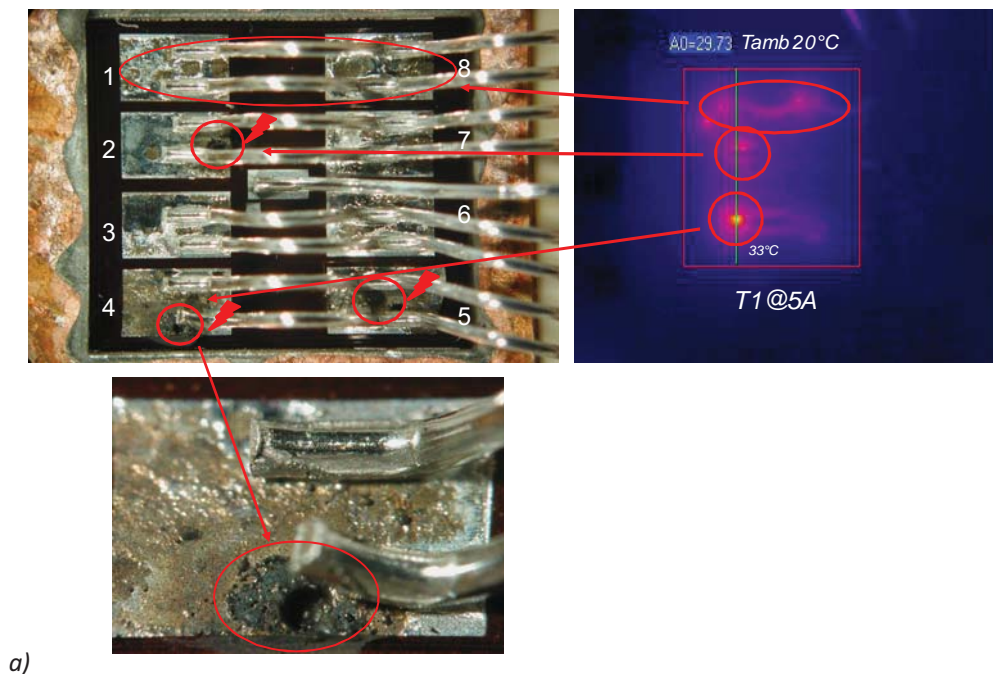
Fig. 18 Reverse d'un boîtier DUT n°2 avec puces détruites (T₁ et T₂) en court-circuit de faible énergie (100V – 9,2J – 167A².s – échantillon n°6 – T₁ non vieilli - T₂ vieilli) puis vieillie (T₂) par endurance selon le protocole de la Fig. 11b) pendant 640h.

4.2.d) R_{cc} du DUT n°2 et Reverse technologique

Le DUT n°2 repose sur une technologie module à gel silicone sur laquelle nous avons montrée, au paragraphe 4.1a), qu'il était possible d'isoler symétriquement une cellule de commutation par l'insertion de fusibles rapides ou bien d'adapter le layout d'un tel module et son interconnexion "wire-bonding" pour bénéficier naturellement d'un "effet fusible" symétrique et local relativement bien maîtrisé (mais perfectible en l'état actuel de la technologie commercialisée). Néanmoins, comme nous l'avons montré par la photo Fig. 7b), les contraintes électrique et mécanique qui se développent dans les pieds de bonding en contact avec les zones de perçage provoquent, dans les

régions les plus contraintes, une levée partielle de ces pieds de bonding en raison de l'absence d'encapsulant rigide sur la puce. Dans un souci d'analyse comparative avec le DUT n°1, nous avons voulu caractériser plus finement la nature de ces zones de perçage et leur capacité à endurer une continuité de conduction dans nos structures normal – secours. Parmi les nombreux essais et résultats, nous avons retenu l'exemple présenté en Fig.19a) qui est relativement représentatif des phénomènes à retenir. Ce module a été inséré sur le banc et mis en court-circuit sous 600V, protégé par deux Prostistor™ 32A $I^2T_p = 53A^2.s$ sur les deux pôles. Les mesures oscilloscopiques ont permis d'évaluer les contraintes totales subies par chaque puce jusqu'à leur destruction à 40J et 168A².s, le courant crête de court-circuit a été de 6kA.

Cette photo montre les principales zones de perçage de la puce sur les pad Al, bien visibles par leur couleur sombre produite par la carbonisation du gel, concentrées au voisinage des pieds de bonding des pad n°2, 4 et 5, avec un endommagement relativement limité des plans de métallisation et des bonding grâce à l'action des deux fusibles. Néanmoins, on constate un décollement net mais partiel du pied de bonding sur le pad n°4, les autres pieds ne se sont pas décollés. Une analyse IR avec un zoom optique intégré a été réalisée en injectant un courant constant de 5A dans cette puce : le courant circule bien dans la région dominante n°4, i.e. de moindre résistance électrique, ayant reçu vraisemblablement la plus importante densité d'énergie provoquant le maximum de contrainte sur le bonding le plus proche. Néanmoins, le soulèvement de ce pied, même partiellement en contact, ne semble pas pénaliser la circulation du courant par le perçage n°4. En effet, il faut se rappeler que le plan de métallisation vient réunir en parallèle tous les pads et tous les bonding : le courant est donc acheminé par la contribution de la plupart des bondings en parallèle bénéficiant en quelque sorte d'un effet de redondance naturelle très intéressant pour notre application.



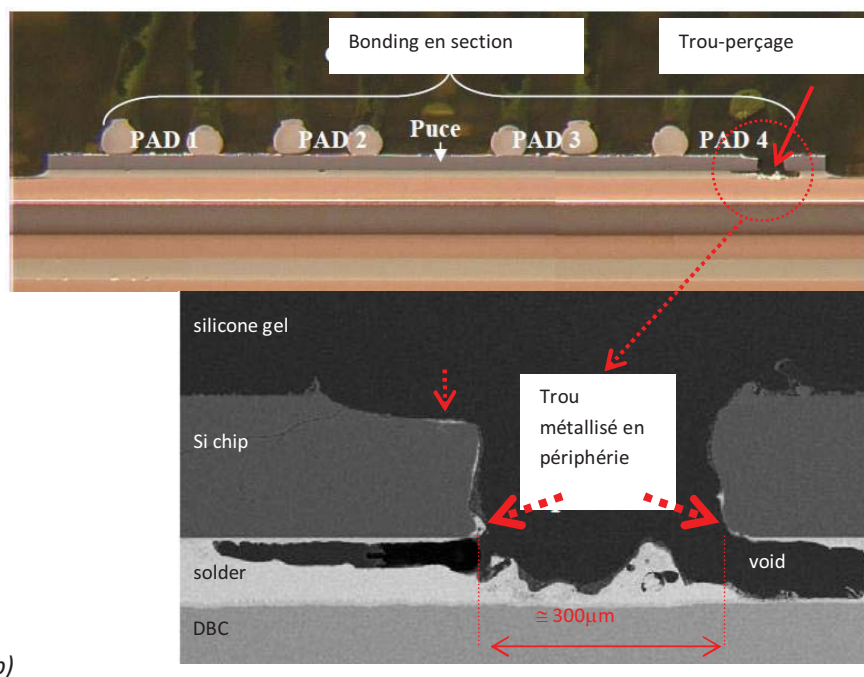


Fig.19 L'analyse physique d'un point de perçage pour le module de gel de silicone – DUT n ° 2, puce T_1 , échantillon n ° 26 - Isolement Produit par 32A Protistor™ fusible, a) l'analyse IR en face avant d'un bras défaillant avec la protection des deux Protistor™ BS88-32A fusibles (600V, 6kA, 168A².s, total 78,8 J), b) L'analyse microsection du trou métallique.

A partir de cette analyse IR, nous avons fait réaliser une micro-section alignée sur une droite perpendiculaire aux pieds de bonding comme le mentionne le trait fin sur l'image IR, positionnée au droit des spots chauds. Les photos 19b) issues d'analyse au microscope électronique révèlent un endommagement important de la puce sur le pad n°4 puisqu'un trou traversant apparaît dont on peut penser que celui-ci s'est formé en concomitance avec le décollement du pied de bonding connecté précisément sur cette zone de puce. Même si une très fine couche de métal semble subsister sur les bords de ce trou laissant penser qu'un courant de fuite résiduel pourrait y circuler, il est difficile de justifier que ce trou puisse permettre la circulation du courant de test total de 5A! Un perçage métallique à proximité dans le plan XY est sans doute présent mais non visible dans le plan de coupe Z qui a été réalisé.

4.2.e) Vieillessement sur "temps court" de la R_{cc} du DUT n°2

Cette même puce a été vieillie à courant constant 5A et 10A, soit 10% et 20% du courant nominal, par trame de 10h, mesurée à intervalles réguliers. Les résultats sont reproduits en Fig. 20. Selon les trames, à la différence du DUT n°1, le comportement peut être non monotone et non reproductible, i.e. erratique, montrant une grande instabilité de cette résistance de court-circuit de la puce surtout pour un courant de valeur significative. Sous 10A, après une phase transitoire d'augmentation de la résistance (et donc de l'effet joule dans le perçage), celle-ci se stabilise au bout de quelques heures à une valeur moitié de la valeur initiale (réduction de l'effet joule et stabilisation) mais ce résultat n'a pas été reproduit sur d'autres puces et ne semble pas généralisable. Le comportement ohmique de cette technologie est donc globalement erratique avec des résistances mesurées dans un rapport 50

à 100 par rapport au DUT n°1, dans ces conditions des essais d'endurance sur temps long n'ont pas été réalisés.

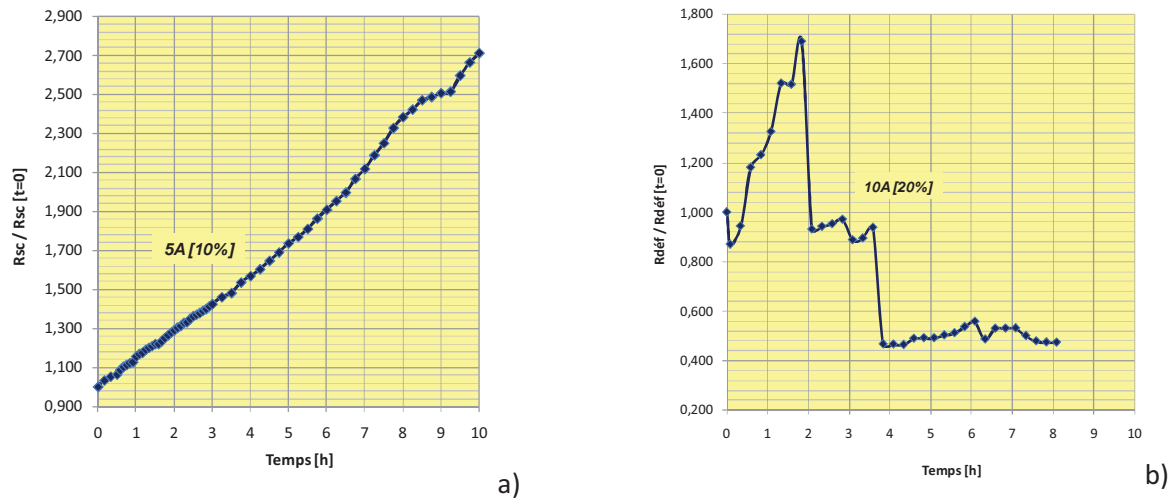


Fig. 20 Vieillessement sur temps court d'une puce défaillante en court-circuit et isolée sous 600V par fusible Protistor™ 32A – DUT n°2, échantillon n°26, transistor T_1 , a) courant de test de 5A : $R_{cc\ init} = 154m\Omega$ - $R_{cc\ 10h} = 419m\Omega$, b) courant de test de 10A.

Les puces de ce module ont été débarrassées de leur gel silicone en utilisant un solvant sélectif ARDROX 2312 (acide alkylsulfonique). La Fig.21 montre l'état de la zone de perçage avant vieillessement sur le transistor homologue T_2 au voisinage d'un pied de bonding. Cette même puce a été vieillie par une première passe à 5A/8h et une seconde passe à 10A/8h où l'on aperçoit une modification très nette de la région de contact métallique entre le pied de bonding et le plan de métal même sur un horizon de temps relativement court qui ne permet pas de garantir, en l'état de cette technologie, une bonne qualité du mode de défaillance.

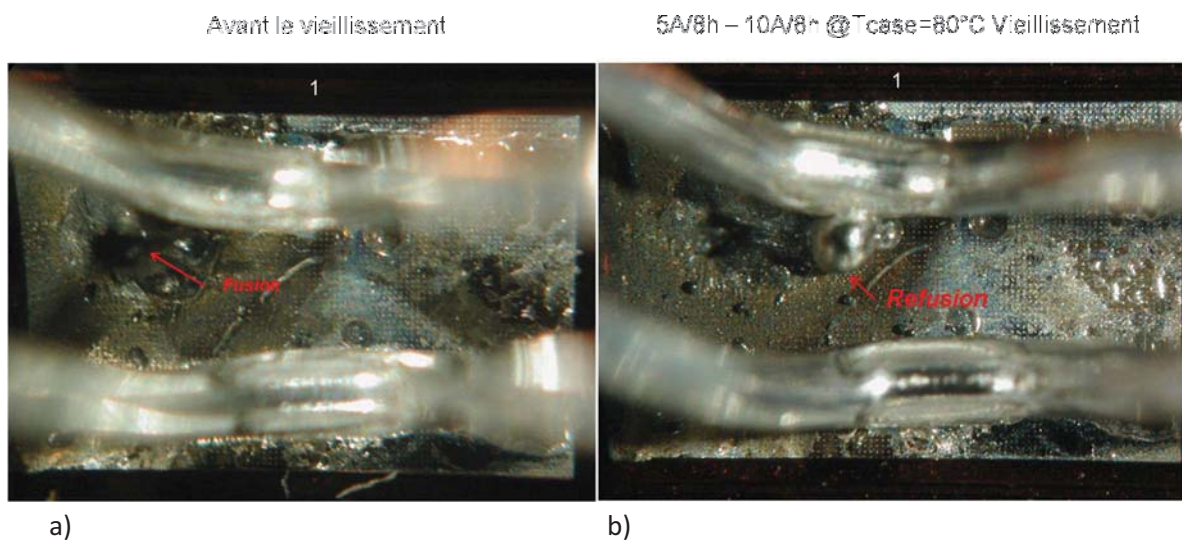


Fig. 21) a) Vieillessement préliminaire de "courte durée" vieillissement à courant constant pour le module de gel de silicone obtenu sur le rapport courant faible (10% du courant nominal); b) Comparaison de la métallisation Al autour du perçage de fusion d'une puce défaillante - avant vieillissement et après une "courte durée" de vieillissement 5A/8H – 10A/8h @ $T_{case}=80^{\circ}C$.

4.2.f) Effet de redondance "parallèle" inter-bonding sur la R_{cc} du DUT n°2

L'absence d'une interconnexion rigide au voisinage de la zone de perçage dominante est un handicap certain pour la technologie gel silicone, tant sur la valeur élevée et erratique de la R_{cc} que sur sa stabilité dans le temps. Néanmoins, puisque le plan de métal vient réunir en parallèle les pads et les fils de bonding, nous avons voulu expérimenter la capacité de redondance éventuelle formée par cette structure d'interconnexion dans le cas d'un décollement successif des pieds de bonding. La Fig.22a) reproduit ainsi les expérimentations réalisées sur une des deux puces du même module test. Un courant d'injection de 5A @ $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ est appliqué et l'on retrouve bien la cartographie IR initiale avec le perçage dominant en pad n°4. Après dissolution du gel, nous procédons au sectionnement d'un premier fil puis successivement des fils suivants en partant de la zone dominante pour s'éloigner en laissant au final qu'un seul fil de bonding sur le pad n°1. Sur la photo, les fils sectionnés sont repérés par des segments en pointillés et des croix. Nous constatons qu'avec un seul fil de bonding, même éloigné de la zone de perçage principal, la conduction du courant est préservée grâce à la redistribution du courant par les pads et les bondings en parallèle ce qui démontre la capacité de redondance parallèle. Cette redistribution se fait néanmoins avec une augmentation des résistances surfacique d'accès par le plan de métal, raison pour laquelle nous voyons apparaître, au fur et à mesure du sectionnement des fils, des perçages concurrents s'activer ou du moins être le siège d'une conduction plus importante car étant plus rapprochée du ou des bondings actifs. Cette propriété est donc favorable au maintien du mode de défaillance initial pour notre application. De manière synthétique, le circuit Fig.22b) vient résumer le comportement ainsi constaté expérimentalement.

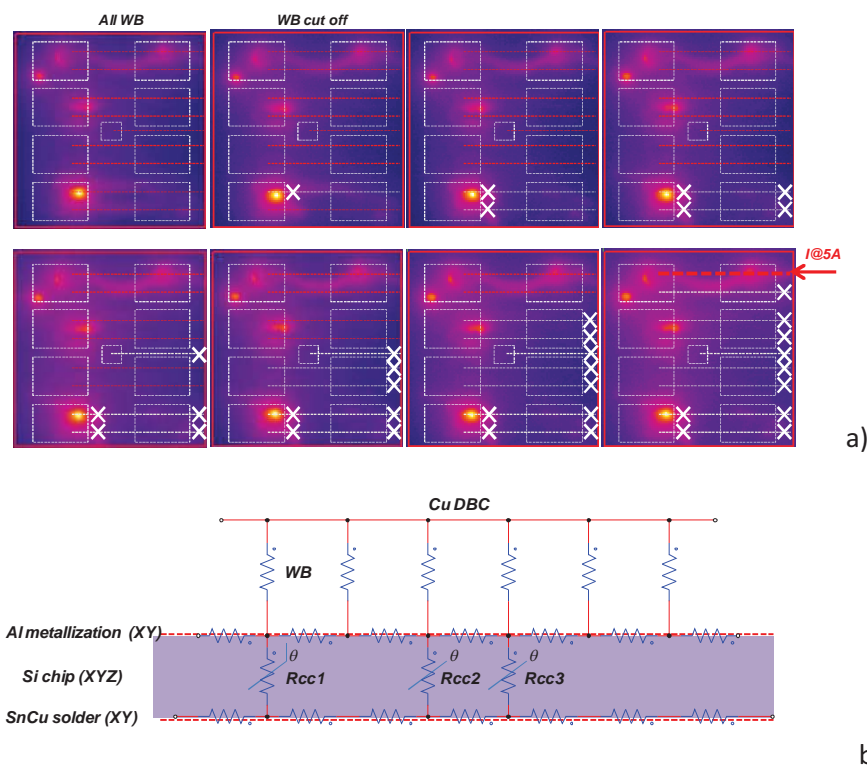


Fig. 22 a) Conduction et robustesse par expérimentation du sectionnement des fils-bonding (de 8 à 1 fils), b) Réseau de résistances équivalentes d'une zone de défaut connecté à fil-bonding - DUT n°2, échantillon n°26 – puce T1.

4.2.g) Phénomène de "formatage" de la R_{cc} du DUT n°2

Ce phénomène, initialement constaté sur le DUT n°2 – Fig. 9, a surtout été observé sur les puces du DUT n°2 lors des mesures ohmiques $V_{RCC}(I_{RCC})$. Il a été observé de façon assez spectaculaire et très bien décrite par les auteurs [14] sur des puces IGBT assemblées en boîtier press-pack. Lorsque le courant augmente, l'effet joule ainsi produit peut amener la refusion de la zone de perçage métallique constitué d'un alliage Al-Si-SnPb. A priori, cette refusion permet une réinjection de métal en interdiffusion entre la zone de métallisation Al et la brasure et, par échauffement puis carbonisation, la fusion d'un volume supplémentaire de silicium sur le pourtour du perçage initial. L'augmentation de section apparente amène à une réduction de résistance électrique apparente et à une réduction de l'effet joule et par voie de conséquence à un équilibre thermique. L'annulation du courant provoque le refroidissement puis la solidification du pont métallique qui garde l'empreinte ainsi réalisée telle une "soudure électrique". La Fig.23 montre un des meilleurs exemples obtenus permettant de passer d'une valeur très ohmique de quelques ohms à une valeur 20 fois plus faible par ce mécanisme de formatage.

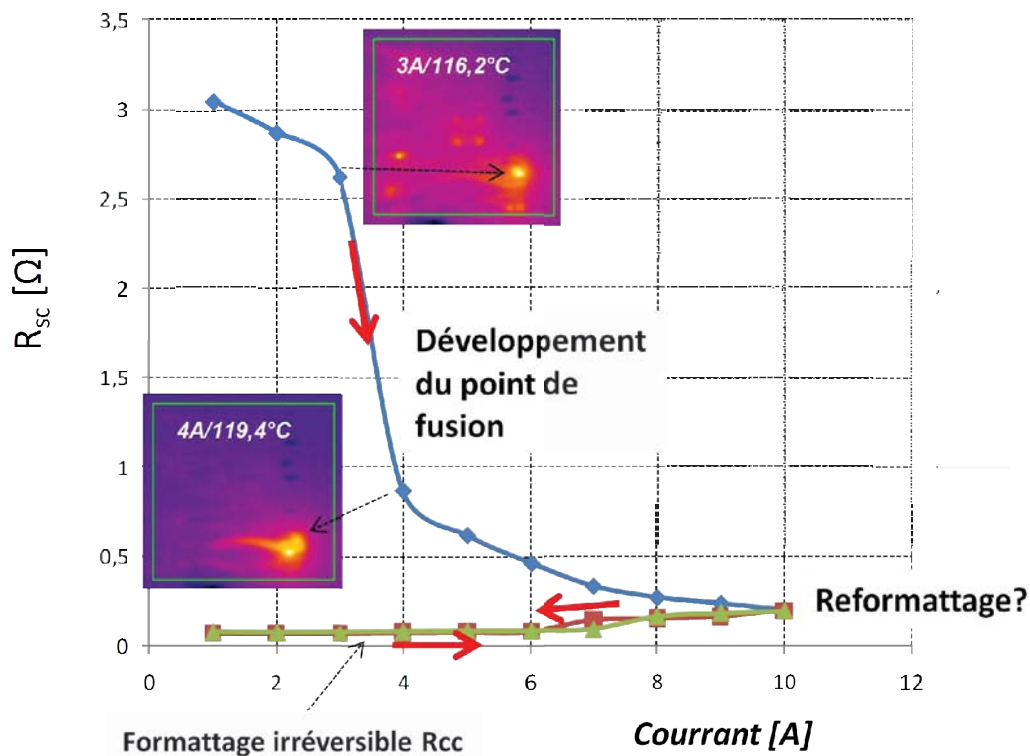


Fig. 23 Phénomène de reformatage des zones de perçage métallique mis en évidence sur le module DUT F4.

Pour étayer l'analyse de ce phénomène nous avons reproduit, en Fig. 24, quelques figures de l'article [14] relatif à un boîtier press-pack 4500V – 3kA constitué de 42 puces IGBT en parallèle. Le défaut est localisé sur une seule puce dont la résistance passe de 50m Ω à 5m Ω de 0 à 1,5kA. La durabilité de ce mode de défaut n'est pas divulguée par les auteurs bien que des essais aient été fait spécifiquement. Le comportement dans le temps va dépendre de la quantité de métal injecté, de la qualité de l'alliage sur le plan électrique et bien sûr de la densité de courant subie par la zone principale de perçage.

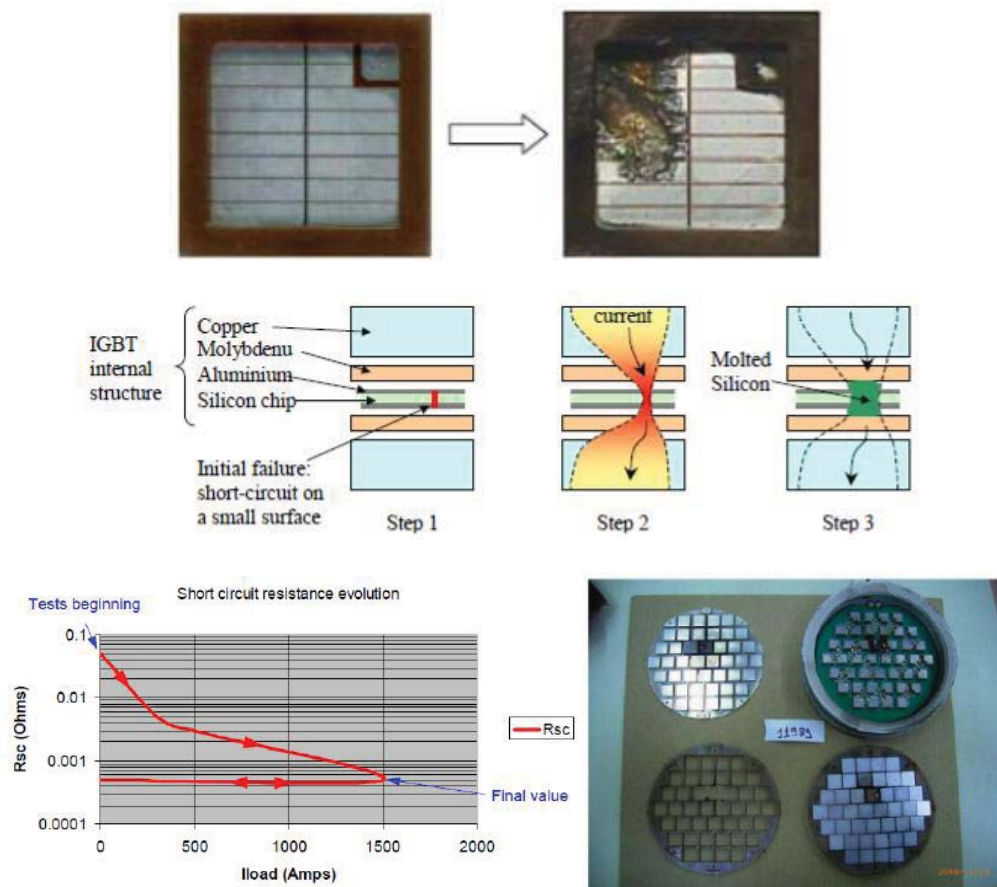


Fig. 24 Destruction et reformatage d'une puce IGBT en court-circuit dans le cas d'un boîtier press-pack 4kV – 3kA [14].

4.2.h) Amélioration du phénomène de "formatage" de la R_{cc} dans le cas d'une puce wire less

Le phénomène que nous venons de décrire est relativement bien connu et exploité dans les stacks de thyristors sous forme de wafer en boîtier press-pack pour application HVDC où une bonne durabilité du court-circuit semble être obtenue en raison de la grande taille du composant [15]. Pour les assemblages constitués de plusieurs puces de petite taille en parallèle, comme dans l'exemple précédent [14], une amélioration de la tenue dans le temps du mode de défaillance a été proposée par la firme ABB sur des stack semi-pressés [15][16][17]. La Fig.25 montre le type d'assemblage : les puces sont brasées en face arrière par un joint SnPb sur un substrat Molybdène assurant la compatibilité des CTE sur une grande surface de boîtier. En face avant, l'astuce réside en l'insertion d'une plaquette d'Al (pour les boîtiers hermétiques) ou Ag (pour les boîtiers non hermétiques) d'épaisseur adaptée à celle de la puce Si de manière à atteindre la température minimale de fusion (eutectique) de l'alliage Al/Ag – Si au moment du perçage et de la formation du pont métallique. Cette plaquette permet ainsi d'injecter plus de métal et de former un pont plus large de moindre résistance (ex. [15] : inférieur à 1V pour 1500A, typiquement de 300mV à 700mV) et plus stable dans le temps (aucune courbe d'endurance disponible). Dans le cas particulier de cet assemblage, sur des temps long en présence de cyclage, la diffusion de l'Al dans le molybdène provoque des amorces de

fissures, des intermétalliques très résistives, un échauffement et une dégradation de la durée de vie en quelques centaines d'heures au courant nominal.

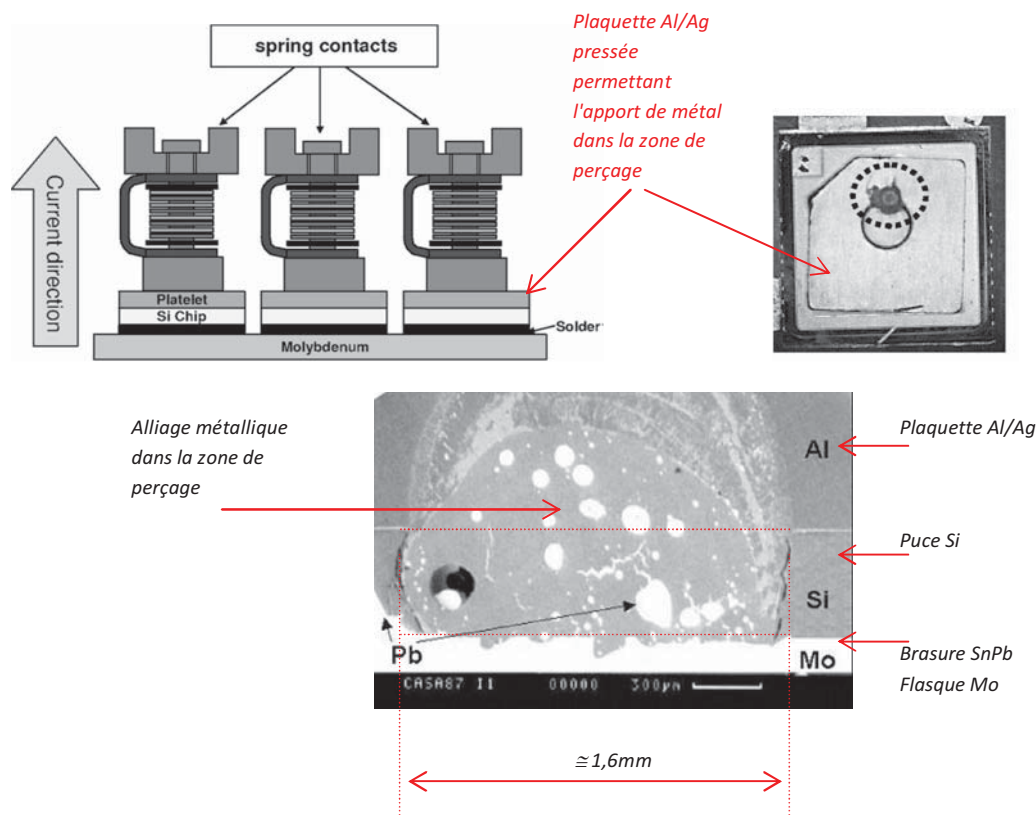


Fig. 25 Exemple d'un assemblage à puces semi-pressées avec plaquette d'injection de métal Al/Ag dans la zone de perçage en situation de court-circuit de la puce [15].

5) Conclusion du chapitre 3

Ce chapitre nous a permis de caractériser la résistance apparente de puces défaillantes en régime de court-circuit. Les résultats ont été obtenus par des analyses technologiques et expérimentales comparées entre les technologies encapsulant époxy et gel silicone dans des conditions de court-circuit de faible énergie et de faible I^2T_p par l'insertion de fusibles rapides sur les deux bornes du bus DC. De ces résultats nous retenons :

- la validation de la structure répartie "dual-fuse", permettant d'isoler symétriquement et de façon quasi-synchrone (qqs centaine de ns d'écart) une cellule de commutation avec une très forte réduction du courant crête et avec un I^2T_p calibré.
- la protection "sélective" dual-fuse / fils de bonding par une détermination analytique du I^2T_p des fils de bondings, évitant ainsi d'endommager l'interconnexion des puces.

- la possibilité de réaliser cette même structure dual-fuse par un câblage des fils de bonding symétrique et localement calibré en I^2T_p afin de faire jouer à cette interconnexion le rôle de fusible.
- les bénéfices d'un encapsulant massif et rigide, au moins localement dans l'environnement de la puce et des bondings, permettent de durcir l'attache des pieds de bonding et ainsi de bénéficier d'une faible valeur de résistance de court-circuit stable dans le temps.
- la propriété de redondance parallèle des fils de bonding réalisée par le plan de métal et les pads équipotentiels.
- la possibilité d'améliorer les technologies par des résines chargés en silice, alumine, quartz, ..., massives ou déposées localement sur les puces, le dépôt d'un plan de métal plus épais ou la réalisation d'interconnexions plus massives jouant le rôle d'apport de métal dans les zones de perçage en plus de leur maintien mécanique.

Pour la suite du mémoire nous retenons la technologie résine, DUT n°2, compte-tenu de l'excellent comportement de son mode de défaillance avec un dual-fuse.

6) Références du chapitre

- [1] Packaging Plastique, Techniques de l'Ingénieur, fascicule E3405, mai 2009.
- [2] James M. Hurley, "Estimating the Engineering Properties of Electronic Packaging Materials", IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES, VOL. 31, NO. 2, JUNE 2008, pp. 417 – 424.
- [3] Sarangapani Murali and Narasimalu Srikanth, "Acid Decapsulation of Epoxy Molded IC Packages With Copper Wire Bonds", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRONICS PACKAGING MANUFACTURING, VOL. 29, NO. 3, JULY 2006, pp. 179 – 183.
- [4] Robert Beard, "EVOLUTION OF A HIGH-RELIABILITY MOLDED DIP", Reliability Physics Symposium, 1972. 10th Annual, pp. 72 – 77.
- [5] Iain Imrie, Elmar Wisotzki, Olaf Zschieschang and Andreas Laschek-Enderslxys "650V XPT-IGBT in SMPD", Bodo's Power Systems, April 2011, pp. 20-23.
- [6] Jeff Sherman, "Advancing Silicon Performance Beyond the Capabilities of Discrete Power MOSFETs", Bodo's Power Systems, August 2010, pp. 22-24.
- [7] Sano Ko, Hayashi Kenichi, Kawafuji Hisashi and Funakoshi Nobuhito, "Ultra-small Compact Transfer Molded Package for Power Modules", Electronic Components and Technology Conference, 2008. ECTC 2008. 58th.
- [8] Fabrice Breit, "Contribution a l'intégration hybride de puissance : étude de l'environnement diélectrique des semiconducteurs", Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, juin 2003.
- [9] T. Ebke, A. Khaddour, D. Peier, "Degradation of Silicone Gel by Partial Discharges Due To Different effects", Dielectric Materials, Measurements and Applications, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 473).
- [10] Linh Pham, "Contribution à l'étude de nouveaux convertisseurs sécurisés à tolérance de panne pour systèmes critiques à haute performance : application à un PFC double-boost 5 Niveaux", Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, LAPLACE, 2011.
- [11] Pierre Rossi, "Conception et validation d'un banc de test à forte capacité de courant impulsif pour la caractérisation de structures fusibles et des modes de défaillance des composants de l'électronique de puissance", mémoire d'ingénieur CNAM, Laplace – Enseeiht / INP Toulouse, soutenue le 26 mars 2010 à l'IPST Toulouse.
- [12] Calmon F., Chante J.-P., Reymond B., "Estimation of the IGBT Silicon Temperature during Short-Circuit Condition in Order to Determine the Failure Mode", European Power Electronics Journal, Vol. 6, n°2, September 1996, pp. 25 – 32.
- [13] Clemente S., "Transient Thermal Response of Power Semiconductors to Short Power Pulses", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 8, n°4, October 1993, pp. 337 – 341.

- [14] G. Flury, B. Gollentz, C. Conilh, "Fault-tolerant inverter for subsea applications", European Power Electronics and Applications, Barcelone, 2009.
- [15] Satish Gunturi, Daniel Schneider, "On the operation of a press pack IGBT module under short circuit condition", IEEE Transation on Advanced Packaging, Vol. 29, n°3, August 2006, pp. 433 – 440.
- [16] Thomas Lang, Hans-Rudolf Zeller, "Short-circuit-resistant IGBT module", US patent 6,426,561 B1, July 30, 2002.
- [17] S. Gentury, J. Assal, D. Schneider, S. Eicher, "Innovative metal system for IGBT press- pack modules", ISPSD 2003, April 14 – 17, Cambridge, pp. 110 – 113.

Lire
la seconde partie
de la thèse